radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Ein universelles Kleingerät für den Fernsehservice

PREIS DM 2,00 · 10. JAHRGANG
VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN
JUNI 1961 12

VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN



AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 42 00 19, Fernverkehr 42 33 91, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke, Ing. Oswald Orlik
Veröffentlicht unter ZLN 5227 der DDR

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der Deutschen Demokratischen Republik. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde. Eichborndamm 141—167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspechatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag und Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

UNSERE LESER SCHREIBEN

Könnten Sie nicht einmal eine Bauanleitung für ein Vorsatzgerät zum Empfang der Fernsehsender im Band IV/V bringen? Ein Bekannter hat sich auch solch ein Gerät (Oszillator und Diodenmischer) gebaut. Da ihm die Anleitung fehlt, kommt er nicht weiter. Da wir im Empfangsbereich des Berliner Senders wohnen, möchten wir gerne Erfahrungen mit Dezimeterwellen sammeln. Ich glaube, daß wir nicht die einzigen sind, die diesen Wunsch haben.

P. L., Berlin-Weißensee

So verständlich uns Ihr Wunsch ist, so werden wir doch keine Bauanleitung für ein UHF-Gerät (vorläufig) veröffentlichen. Es besteht nämlich in hohem Maße die Wahrscheinlichkeit, daß ein derartiges Gerät die gesetzlichen Störstrahlungsbestimmungen verletzt. Die Störstrahlung hängt in weitem Maße vom mechanischen Aufbau der Oszillatorstufe ab, und eine eventuelle Störstrahlung kann der Amateur nicht messen. Deshalb stehen wir auch dem Projekt Ihres Bekannten sehr mißtrauisch gegenüber. Eine Diodenmischung ohne HF-Vorstufe strahlt mit Sicherheit über die angeschlossene Antenne, wenn nicht besondere Kniffe angewandt werden.

Falls sich jedoch ein bewährter Dezi-Amateur finden sollte, der uns eine exakte und meßtechnisch überprüfte Bauanleitung zur Verfügung stellt, werden wir sie gern veröffentlichen. Voraussetzung ist freilich, daß auch eine exakte Maßskizze beigefügt ist, damit auch der mechanische Nachbau gewährleistet ist.

*

Bei der Reparatur des „Stern 1" wurde festgestellt, daß oft schon bei geringer Unterspannung des Sammlers der Oszillator aussetzt. Das geschieht bei entladenem Akku bei etwa 5,5 V oder auch bei geladenem Akku, falls eine Zelle Kurzschluß hat. Die Heizspannung des Gerätes hatte den normalen Wert von 2,6 bei 6,1 V Akkuspannung. Jetzt wurde die Spannung an den beiden Röhren einzeln gemessen. Dabei stellte sich heraus, daß an der DK 96 1,1 V und an der DF 96 1,5 V lagen. Bei 2,8 V Heizspannung erhöhten sich diese Werte auf 1,2 V und 1,6 V. Diesen Fehler hatten alle bisher untersuchten Geräte des „Stern 1". Die Spannungen wurden gemessen mit dem Goerz „Universal HV" 20 000 Ω/V.

Bei Betrachtung des Schaltbildes gewinnt man die Überzeugung, daß hier ein Konstruktionsfehler vorliegt. Da bei der Reihenschaltung von zwei direkt geheizten Röhren die Heizfäden zusätzlich vom Anodenstrom durchflossen werden, wird die Spannung an der Mitte zwischen beiden Heizfäden nach positiven Werten verschoben. Es erhält also die Röhre am Pluspol der Batterie zu niedrige und die Röhre am Minuspol zu hohe Heizspannung. Dieser Nachteil wird üblicherweise durch einen Widerstand von Heizfadenmitte zum Minuspol ausgeglichen. Beim „Stern 1" liegt dieser Widerstand R_{11} = 1 kΩ zwischen DK 96 und DF 96 nach Masse. Da aber hier der Pluspol des Sammlers an Masse liegt, wird das Gegenteil der beabsichtigten Wirkung erreicht, die Heizspannung wird noch mehr verschoben. Der Widerstand R_{11} muß also an das negative Heizfadenende der DF 96 gelegt werden, dann beträgt die Differenz beider Spannungen weniger als 0,1 V.

H. W., Magdeburg

In Beantwortung Ihres Schreibens vom 1. 2. 1961 teilen wir Ihnen mit, daß wir in der Serienfertigung des Kofferempfängers „Stern 1" den Fehler bereits erkannt hatten und daß die Abstellung, wie von Ihrem Leser beschrieben, schon durchgeführt war.

VEB Stern-Radio Rochlitz

*

Ihren Artikel über unseren Kofferempfänger „Daisy" 1032 haben wir mit Interesse gelesen und uns vor allem über die objektive technische Darstellung sehr gefreut. Bei diesem Artikel fiel uns auf, daß Sie des öfteren die Bezeichnung „schnurlos" für diesen Empfänger benutzten.
Wie Sie sicher wissen, handelt es sich bei diesem Gerät um einen Kofferempfänger, der ähnlich wie die damaligen „Batteriewummen" naturgemäß schnurlos sein muß, um ihn, entsprechend des Verwendungszweckes, überall betreiben zu können.
Als „schnurloser Empfänger" werden normalerweise solche Geräte bezeichnet, die auf Grund ihrer äußeren Konstruktion von vornherein für den Hausgebrauch gedacht sind. Diese Empfänger unterscheiden sich von Koffergeräten vor allen Dingen dadurch, daß sie ein verhältnismäßig hohes Holzgehäuse haben und vom Netz unabhängig sind. Wenn die Klassifizierung von der Stromversorgungsseite vorgenommen wird, spricht man allgemein von „Netzgeräten", Koffergeräten" und „schnurlosen Geräten".

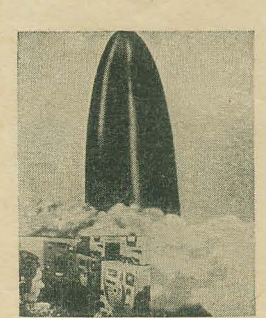
Graetz

*

Bitte Sie höflichst, mir mitzuteilen, auf welcher Frequenz bzw. Wellenlänge der Fernsehsender Helsinki (Finnland) arbeitet. Vielleicht können Sie mir auch die Stärke des Senders angeben. Helsinki ist bei uns an manchen Tagen gut zu empfangen.

O. K., Tallin (ESSR)

Ihre Anfrage nach dem finnischen TV-Sender Helsinki erfolgt natürlich auf einem etwas ungewöhnlichen Weg. Wir glauben, daß es für Sie einfacher (zumindest näher) gewesen wäre, direkt beim finnischen Fernsehen anzufragen.
Helsinki soll im CCIR-Kanal 6 senden, d. h. auf 182,25 MHz (Bildträger) bzw. 187,75 MHz (Tonträger). Die Sendeantenne ist horizontal polarisiert, die abgestrahlte Leistung soll bei 10 kW (Bild) liegen, jedoch ist nach unseren Informationen die Errichtung eines stärkeren Senders noch in diesem Jahr vorgesehen.



Titelbild:

Die bisher größte wissenschaftliche Leistung unseres Jahrhunderts, der erste Weltraumflug des Menschen, wurde u. a. erst ermöglicht durch die Nachrichtentechnik. Unser Bild zeigt das sowjetische Raumschiff „Wostok" beim Aufstieg und eine sowjetische nachrichtentechnische Erdstation.

Foto: Zentralbild

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Bauanleitung: Ein ökonomischer Gegentaktverstärker
- Die Hochfrequenz-Plasmafackel
- Ursache von Spannungsdurchschlägen an Kondensatoren
- Leistungsfähiger AM-Kofferempfänger
- Ersatzschaltbilder von Verstärkern mit Elektronenröhren
- Neue Röhren, UHF-Tuner und -Konverter



▼ **Die UdSSR** verfügt über 70 Satellitenbeobachtungsstationen, weitere befinden sich in befreundeten Ländern. Ein Rechenzentrum wertet alle Informationen aus.

▼ **15 TV-Geräte,** neue oder in ihrer Formgebung veränderte Typen, stellte der VEB Rafena-Werke Mitte Mai der Belegschaft zum Testen vor. Darunter befanden sich als Muster auch einige noch namenlose Typen, die bei Verwendung einer 43-cm-Bildröhre kurzer Bauart nur etwa halb so tief wie die bisher bekannten TV-Geräte sind und mit Plastikfolie bezogenes Gehäuse besitzen.

▼ **In der ČSSR** werden in diesem Jahr die Transistorgeräte bereits ein Viertel der gesamten Erzeugung von Rundfunkempfängern ausmachen. 1965 soll fast ein Drittel der erzeugten Fernsehgeräte mit Transistoren ausgestattet werden.

▼ **Ab 1. Juli** dieses Jahres müssen in Westdeutschland alle Kraftfahrzeuge entstört sein.

▼ **Eine Quarzuhr,** die selbst bei Schwerelosigkeit fehlerlos arbeitet, wurde in Tscheljabinsk (Sowjetunion) hergestellt.

▼ **Nur so groß wie ein Stück Würfelzucker** ist ein mit drei Kleinsttransistoren bestückter, auf Keramikbasis gefertigter Transistorempfänger, der im Forschungsinstitut für Nachrichtentechnik in Prag entwickelt wurde.

▼ **In Altai,** im fernen Sibirien, arbeiten drei Fernsehzentren: in Barnaul, Rubzowsk und Biisk. Sie wurden auf Grund der Initiative und der Energie einer Gruppe enthusiastischer Ingenieure mit voller Unterstützung der Öffentlichkeit geschaffen.

▼ **Ein tragbarer TV-Empfänger** wurde vom Forschungsinstitut für Fernmeldetechnik in Prag entwickelt. Er ist ausschließlich mit Transistoren tschechoslowakischer Produktion bestückt, hat eine Bildröhre mit einer Diagonale von 20 cm, 12 Kanäle und eine eingebaute ausziehbare Antenne. Bei den Abmessungen 225 × 210 × 270 mm wiegt er 7 kp.

▼ **Eine Internationale Ausstellung der Kernelektronik** fand vom 13. bis 21. Mai in Belgrad statt.

▼ **Mit 200%** konnte der VEB Funk- und Fernmeldeanlagenbau seine Exportlieferungen in den ersten vier Monaten erfüllen. Die Facharbeiter dieses Betriebes bauen u. a. in Conakry und im rumänischen Erdölgebiet Sendeanlagen.

▼ **Die ČSSR** hatte Anfang dieses Jahres 842 842 Fernsehteilnehmer. In Prag wurden 92 790 Fernsehteilnehmer registriert.

▼ **Als einige ökonomische und technische Aspekte der Kosmonautik** bezeichneten N. Warwarow und K. Michailow in einem Artikel in der „Ekonomitscheskaja gaseta" die Möglichkeiten, mit Hilfe von künstlichen Erdtrabanten geologische Erkundungen des Erdinnern anzustellen, langfristige Wettervorhersagen zu ermöglichen und Fernsehsendungen über den ganzen Erdball auszustrahlen.

▼ **Eine Kamera für Fernsehübertragungen aus der Tiefsee** wurde von einer Kieler Firma entwikkelt. Sie gestattet Aufnahmen bis zu einer Tiefe von 1000 m. Ausgestattet mit einem Super-Weitwinkelobjektiv und zwei leistungsfähigen Scheinwerfern kann diese Kamera von einem Armaturenbrett ferngesteuert werden.

▼ **6,8 Mio DM** wollen die Werktätigen des VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder in diesem Jahr durch die Realisierung ihres Planes „Neue Technik" und durch Verbesserungsvorschläge erarbeiten.

▼ **Das Farbfernsehen** soll in Großbritannien recht bald, und zwar mit der bisherigen 405-Zeilen-Norm eingeführt werden. Die BBC will sich dafür einsetzen, daß eine Farbfernsehröhre, die sich auch bei Umstellung auf die amerikanische Norm verwenden läßt, in Kürze zur Verfügung steht.

▼ **Den Mitgliedern der Jugendbrigade „10. Jahrestag"** aus dem VEB Werk für Fernsehelektronik ist es gelungen, den Produktionsausschuß bei Bildröhren in der Abteilung Vakuumpumpe von 11% im Jahre 1959 jetzt auf 3,5% zu senken.

▼ **Eine Staubionosphäre** erwartet der amerikanische Physiker S. F. Singer wenige Meter über der Mondoberfläche. Sie könnte Schwierigkeiten bei Funkverbindungen zwischen Erde und Mond ergeben.

▼ **Berichtigung:** In dem Beitrag „Gleichstrom - Dehnungsmeßgerät mit Transistoren für Ohmsche Geber" im Heft 5 (1961) S. 153 ist die Gleichung

$$\delta_{min} = \frac{c_1}{u}\left(2 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_3}{R_4}\right)\sum_{i=1}^{5} R_i$$

wie folgt abzuändern

$$\delta_{min} = \frac{c_1 R_5}{u}\left(\sum_{i=1}^{4}\frac{R_i}{R_5} + 2 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_3}{R_4}\right)$$

Radioaktiver Diamantensucher

Ein radioaktiver Diamantensucher wurde im Moskauer wissenschaftlichen Forschungsinstitut für geologische Schürfungen entwickelt. Das neue Gerät gestattet eine erhebliche Erleichterung des Aussonderns von Diamanten aus dem geförderten und bereits zerkleinerten Gestein. Bisher wurden für das Auffinden der vor allem für Industriezwecke wertvollen Diamanten Röntgenstrahlen verwendet. Unter der Einwirkung von Röntgenstrahlen leuchten die Diamanten in gelblicher Farbe auf. Röntgenapparaturen müssen indessen mit Hochspannungsstrom betrieben werden, dessen Heranführung an die zum Teil in unwegsamen Gebieten liegenden Diamantenfundstellen außerordentlich kostspielig ist.
Die Forschungen im Moskauer Institut haben erwiesen, daß bei Bestrahlung mit radioaktiven Isotopen die Diamanten sogar dreibis viermal so stark aufleuchten wie unter der Röntgenbestrahlung. Der neue Diamantensucher, der erstmalig in der Welt verwendet wird, besteht aus einem Bleischutzbehälter, in dem sich eine Strahlungskapsel mit einer geringen Menge radioaktiver Isotope befindet.

Produktionssteigerung von Scheibenkondensatoren

Um das Fünffache ist die Produktion von Scheibenkondensatoren im VEB Keramische Werke Hermsdorf durch den Einsatz eines neuentwickelten Montageautomaten gestiegen. Damit hat eine aus acht Monteuren, Konstrukteuren und Technikern bestehende Sozialistische Gemeinschaft ihr Vorhaben verwirklicht, eine seit Jahrzehnten auf manueller Tätigkeit beruhende Technologie durch ein modernes Verfahren abzulösen. Ein Facharbeiter und zwei Hilfskräfte sind jetzt in der Lage, mit dem Automaten, der elf verschiedene Arbeitsgänge ausführt, in einer Schicht 19 200 Kondensatoren herzustellen.

$1^1/_2$ Millionen Bilder in der Sekunde

Ein neues Verfahren für superschnelle stereoskopische Filmaufnahmen, bei dem bis anderthalb Millionen Bilder in der Sekunde erzielt werden können, ist von Mitarbeitern des Instituts für chemische Physik der Akademie der Wissenschaften der UdSSR entwickelt worden. Dr. Schirmann, Dr. Dubowik und Ing. Garnow, von denen dieses Verfahren stammt, haben die von ihnen in dem gleichen Institut konstruierte Fotoanlage „S. F. R." vervollkommnet. Das neue Verfahren bietet die Möglichkeit, ein umfassendes räumliches Bild von Prozessen zu erhalten, die mit der kosmischen Geschwindigkeit von mehr als 8 km/s ablaufen. Die erzielten Bilder können dann mittels eines stereoskopischen Vorführgerätes unter 60 000facher Verlängerung des ursprünglichen zeitlichen Ablaufs betrachtet werden. Das neue Verfahren eröffnet Möglichkeiten zum Studium physikalischer Prozesse, wie Explosion, Verbrennen und elektrische Entladung.

Feststellung des Metallgehalts in Erzen durch radioaktive Isotope

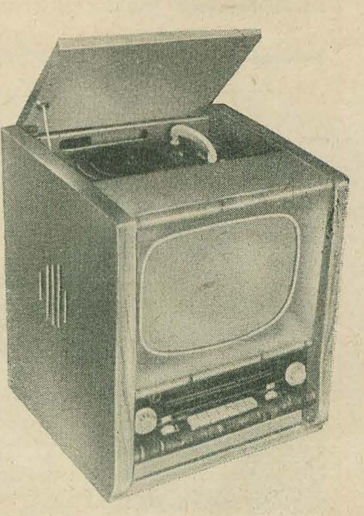
Eine wirksame Methode zur Feststellung des Metallgehalts in Erzen mit Hilfe radioaktiver Isotope hat der sowjetische Gelehrte und Mitarbeiter an der Ural-Filiale der Akademie der Wissenschaften der UdSSR Georgi Woskoboinikow entwickelt. Das neue Verfahren beruht darauf, daß Spezialzähler die Absorption von Gammastrahlen, die auf das Erz gerichtet werden, registrieren. Das Ausmaß der Absorption hängt von dem Gehalt an schweren Elementen im Erz ab. Eine ähnliche Methode wird gegenwärtig zur Bestimmung der Dichte von Körpern angewandt. Man hat festgestellt, daß sich die Intensität der Absorption von Gammastrahlen hoher Energien (von mehreren Millionen Elektronenvolt) proportional zur Dichte des entsprechenden Körpers ändert. Nach dem neuen Verfahren läßt sich z. B. das Vorhandensein von Blei oder Wolfram feststellen, die im Erz nur zu 0,2 Prozent enthalten sind. Die ersten Geräte für das neue Verfahren wurden bereits in Erzbergwerken Mittelasiens mit Erfolg verwendet, um den Gehalt an Blei, Zink, Antimon und Quecksilber zu ermitteln.

Neuartige Miniaturkondensatoren,

insbesondere für niedervoltige Transistorschaltungen, werden in Amerika unter dem Namen „Ultra-Kaps" angeboten. Es sind keramische Scheibenkondensatoren, deren Kapazität 50···100mal größer ist als die von gleich großen Rollblock- oder Keramikkondensatoren bisheriger Bauart. Ihre besondere Eigenart ist eine selbstregulierende Spannungscharakteristik. Auf Grund ihres Materials, das eine molekulare Neuordnung eingeht, wenn eine Überspannung angelegt wird, werden sie einem Widerstand ähnlicher als einem Kondensator. Dieser „Mischling" aus Kondensator, Widerstand, Zenerdiode, Thyratron u. a. hat Anwendungsgebiete, die z. Z. noch gar nicht zu übersehen sind.

Miniaturheißleiter für Punkttemperaturmessungen

werden von der Firma Gulton Industries, USA, hergestellt. Sie haben einen Durchmesser von etwa 0,25 mm und werden an einem Draht von 0,25 mm Dicke montiert. Ihr Meßbereich erstreckt sich von — 30 °C bis zu + 300 °C. Diese Miniaturthermistoren sind also kleiner als das Öhr einer gewöhnlichen Nähnadel. Sie werden zu Temperaturmessungen an den inneren und äußeren Oberflächen von Raketen sowie zur Leistungsmessung im Mikrowellenbereich und zur Messung niedriger Gasdrucke verwendet.



Unser Bild zeigt den sowjetischen TV-Empfänger „Konzert", bestehend aus Fernsehteil, Rundfunkteil und Plattenspieler für drei Geschwindigkeiten.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

10. JAHRGANG · 2. JUNIHEFT 12 1961

Erfolge der sowjetischen Elektronik

Wenn in einem Lande, das vor 50 Jahren noch zu den rückständigsten Ländern der Welt zählte, heute der Stand der Forschung und Entwicklung unseres Fachgebietes zum höchsten der Welt gehört, so ist das

1. einer steten Förderung der Wissenschaften durch die Regierung,
2. einer weitschauenden Vorausplanung und systematischen Arbeit und
3. dem Enthusiasmus der von den Fesseln der Ausbeutung befreiten Wissenschaftler und Techniker

zu danken.

Wenn man heute über die großen Erfolge der sowjetischen Elektronik staunt — sie drücken sich als Gesamtleistung im ersten bemannten Weltraumflug aus — so darf man nicht vergessen, wie die Radioelektronik in der SU begonnen hat. Darum soll im folgenden ein kurzer geschichtlicher Überblick über die Entwicklung gegeben werden.

1895 hatte Popow seine Untersuchungen über die drahtlose Telegrafie durchgeführt und auf einer internationalen Konferenz 1903 in Berlin darüber berichtet. Durch die zaristische Regierung bekam er wenig Unterstützung, und die ersten militärischen Funkgeräte wurden importiert. 1917 begann mit der sozialistischen Oktoberrevolution die Wende für die russische Radiotechnik. W. I. Lenin erkannte schon früh die Bedeutung dieser neuen Technik. Er unterzeichnete am 19. 5. 1918 ein Dekret über „die Zentralisierung der radiotechnischen Mittel", in dem der Beginn einer nationalen Radioindustrie — unabhängig von ausländischen Firmen — festgelegt wurde.

Am 2. 12. 1918 verfügte Lenin die Bildung des Nishegoroder Radiolaboratoriums und beauftragte M. A. Bontsch-Brujewitsch mit der Leitung dieser zentralen Forschungsstelle. Fast alle bedeutenden sowjetischen Elektroniker haben in diesem Labor gearbeitet. Lenin schrieb 1920 an Bontsch-Brujewitsch: „Die Zeitung ohne Papier und über weite Entfernung, an der Sie arbeiten, ist eine gewaltige Sache". Am 17. 9. 1922 — also ein Jahr vor der ersten deutschen Rundfunksendung aus dem Voxhaus Berlin — wurde das erste „Radiokonzert" auf einer Wellenlänge von 3200 m mit 12 kW Trägerleistung ausgestrahlt.

Die vom Nishegoroder Labor entwickelten Leistungssenderöhren waren damals Weltspitzenleistung, und auch Deutschland importierte sie.

Eine Reihe junger sowjetischer Wissenschaftler wurde von der Regierung zum Auslandsstudium delegiert und ein Teil von ihnen studierte in Deutschland.

Wenn man bedenkt, daß die junge Sowjetmacht damals mit großen Schwierigkeiten zu kämpfen hatte — die Konterrevolution war noch nicht geschlagen, die Folgen des Krieges noch nicht beseitigt — so ist man erstaunt, daß trotzdem eine weitschauende Voraussicht den Grundstein für die heutigen Erfolge legen konnte. Es mußte ja im Lande alles neu geschaffen werden — die Kraftwerke zur Energieversorgung, die Hochschulen zur Ausbildung des wissenschaftlichen Nachwuchses, die Produktionsbetriebe der Funkindustrie und vieles andere. Die stetige Aufbauarbeit wurde durch den faschistischen Überfall 1941, vor 20 Jahren, noch einmal gestört, Teile der Industrie wurden vernichtet. Nach 1945 war es auf Grund der faschistischen Verbrechen notwendig, wiederum teilweise von vorn anzufangen.

Die Grundlage für fast alle Industriezweige bildet die Elektroenergie, und in der Erzeugung von Elektroenergie steht die SU mit an erster Stelle in der Welt. Im Jahre 1960 kostete eine Kilowattstunde in der SU vier Kopeken.

In der ersten Zeit lehnte man sich bei der Entwicklung elektronischer Geräte an bewährte ausländische Typen — vorwiegend deutsche und amerikanische — an, aber bald lösten sich die sowjetischen Elektroniker davon und schufen eigene Konstruktionen, die über das bekannte hinausgingen. Ein Beispiel hierfür ist eine neue Art von Elektronenwellenröhren für Mikrowellen, die von Zarew entwickelt wurde. Das Verfahren der Anodenselbstmodulation bei Leistungssendern, thermoelektrische Kühlverfahren unter Ausnutzung des Peltiereffektes usw. wurden entwickelt.

Die SU besitzt heute etwa 90 Fernsehsender und 160 Umsetzer, das UKW-Netz wird ausgebaut und Farbfernsehversuchssendungen werden ausgestrahlt. In der Leistung der Rundfunksender steht die SU in Europa an erster, in der Welt an zweiter Stelle.

Um einmal an einem Beispiel die — allerdings meist im stillen verlaufende — zügige Entwicklungsarbeit in der SU zu zeigen, sei die Radartechnik gewählt. Bereits Popow hatte im Jahre 1897 bemerkt, daß die Funkverbindung zwischen den Kreuzern Europa und Afrika durch das Durchfahren der Verbindungslinie durch den Kreuzer „Leutnant Iljin" unterbrochen wurde. Er äußerte die Vermutung, mit einer radiotechnischen Methode könne man das Vorhandensein von Objekten nachweisen. 1922 untersuchte Wwedenski und Danilewski die Ausbreitung der ultrakurzen Wellen bei 3,8 m Wellenlänge. 1928 konnte Wwedenski die Feldstärke im Bereich der direkten Sicht bei UKW errechnen. Die Arbeiten von W. A. Fock über die Diffraktionstheorie ultrakurzer Wellen sind international bekanntgeworden. 1936 schlugen Mandelstam, Papalexi und Schtschegolew eine Interferenz-Entfernungsmeßmethode vor. Erstmalig in der Welt bauten Alexejew und Malearow 1936 ein Mehrkammermagnetron, das die Basis für alle späteren Zentimeterwellenradargeräte war. Scheibentrioden wurden 1938/39 von Dewjatkow, gemeinsam mit Danilzew und Gurewitsch entwickelt. 1940 schlug Kowalenko das Reflexklystron vor. 1941 erhielten Kobsarew, Pogorelko und Tschernezow den Stalinpreis für ein „Gerät zum Nachweis von Flugzeugen". Die Theorie des Empfanges von HF-Signalen bearbeiten in der SU die Wissenschaftler Kotelnikow, Siforow, Bunkin, Kolosow und viele andere.

Die SU produziert heute eine Vielzahl moderner Radaranlagen für zivile und militärische Zwecke, so z. B. die Schiffsanlagen Sdwor, Donez und Neptun, die Flugzeuganlage Emblema oder die Rundsuchstation Lot. Alle diese Geräte besitzen eine hohe Betriebssicherheit und zeugen von dem hohen Stand der UHF-Technik in der SU.

Als weiteres Beispiel für die erzielten Erfolge seien einige Ergebnisse der Bauelemententwicklung angeführt. Auf dem Röhrensektor stehen Subminiaturröhren, direkt und indirekt

geheizt, Miniaturröhren, Elektronenstrahlröhren bis zur Sechsstrahlröhre mit Planschirm, Senderöhren und Mikrowellenröhren zur Verfügung. Trioden mit Steilheiten bis 40 mA/V, die Keramikminiaturtriode 6 S 17 K mit den Abmessungen 20×30 mm für Frequenzen bis 4 GHz, UHF-Miniaturtrioden mit S = 19,5 mA/V, Breitbandpentoden 6 J 22 P mit S = 30 mA/V und 6 E 5 P mit 30,5 mA/V sowie Sekundäremissionsröhren 6 W 1 P mit S = 29 mA/V stehen aus der Serienfertigung ausreichend zur Verfügung. Neu entwickelt wurden die „Stiftröhren" für Batteriebetrieb. Diese Röhren besitzen kein Gitter mehr, sondern Steuerstäbe in einer neuartigen Anordnung und haben Steilheiten von 0,8 bis 2,7 mA/V bei niedrigen Anodenspannungen. Glimm- und Koronastabilisatoren, Kaltkatodengleichrichter, Dekatrons oder Glimmrelais gehören ebenfalls zum umfangreichen Bauelementeprogramm. Mehr als 70 Ge- und Si-Diodentypen und etwa 150 Transistortypen werden gefertigt. Die technischen Daten aller Bauelemente sind in umfangreichen mehrbändigen Sammelwerken, wie z. B. „Handbuch der Elektrovakuumgeräte" und „Elemente und Teile radiotechnischer Geräte" (beide in sechs Bänden) ausführlich angegeben, so daß jeder Konstrukteur die optimalen Einsatzbedingungen festlegen kann. Beide Werke sind vom Zentralen Konstruktionsbüro des Komitees für Radioelektronik beim Ministerrat der UdSSR herausgegeben. Die Ausführlichkeit der Angaben speziell bei den Röhren sollten sich unsere Entwicklungsstellen zum Vorbild nehmen.

In der Zeit von 1947 bis 1957 hat sich die Produktion der sowjetischen Elektronikindustrie verachtzehnfacht, es wurden von 1950 bis 1956 750 neue Bauelemente in die Produktion übergeführt. Von 1945 bis 1957 wurden 20 Millionen Rundfunkgeräte produziert.

Weshalb ist nun in der DDR die Information über die Erfolge der sowjetischen Elektronik nicht ausreichend? Die Gründe liegen wohl in der Hauptsache bei der mangelnden Sprachkenntnis. Nur eine geringe Anzahl der älteren, meist in leitenden Funktionen arbeitenden Ingenieure beherrscht die russische Sprache. Ein weiterer Grund ist die Zurückhaltung der sowjetischen Industrie in bezug auf die Bekanntgabe technischer Daten. Die Industrie ist — aus der geschichtlichen Entwicklung resultierend — nicht auf Export eingestellt. Für den Inlandbedarf werden keine Kataloge gedruckt, und so steht dem ausländischen Interessenten nur die indirekte Information über Zeitschriftenartikel oder Werksmitteilungen zur Verfügung.

Ehe auf die einzelnen Beiträge dieses Heftes, die z. T. die Erfolge der sowjetischen Elektronik betreffen, eingegangen wird, soll hier noch besprochen werden, wie sich der sowjetische Fachmann über sein Fachgebiet informiert.

Es gibt in der SU folgende Zeitschriften unseres Fachgebietes (diese Übersicht ist natürlich nicht vollständig):

Radio (Verlag der DOSAAF)
Aufl. 450000
Radiotechnika (Verlag der Popow-Gesellschaft)
Aufl. 20000
Elektritschestwo (Verlag Gosenergoisdat)
Aufl. 15000
Westnik Swjasi
Aufl. 12000
Ismeritelnaja Technika
Aufl. 10000
Pribori i techn. experimentow
Aufl. 8000
Radiotechnika i elektronika (Verlag der Akademie)
Aufl. 6000
Awtomatika i telemechanika (Verlag der Akademie)
Aufl. 9000
Iswestija WUS Radiotechnika (Polytechnisches Institut)
Aufl. 3500

Die erste Zeitung „Radio" ist populärwissenschaftlich (sie entspricht etwa einer Kombination zwischen „funkamateur" und „radio und fernsehen"), wobei jedoch leitende Wissenschaftler des Fachgebiets es nicht für unter ihrer Würde halten, einmal in dieser Zeitschrift einen populären Artikel zu veröffentlichen. Parallel zu „Radio" wird vom Verlag Gosenergoisdat die „Massenrundfunkbibliothek" herausgegeben. In ihr werden interessante Fragen des Fachgebiets allgemeinverständlich dargestellt (in letzter Zeit z. B. Mikrostriptechnik, Molekularverstärker o. ä.).

Die Zeitschrift „Radiotechnika" entspricht etwa unserer „Nachrichtentechnik", sie wird von der Popow-Gesellschaft herausgegeben — diese entspricht etwa der Fachgruppe Elektrotechnik der KDT. Elektritschestwo und Westnik Swjasi sind den mehr starkstromtechnischen und postalischen Fragen gewidmet.

Die Zeitschrift Ismeritelnaja Technika ist der Meßtechnik gewidmet und wird von der unserem DAMG entsprechenden sowjetischen Instanz herausgegeben.

Die Zeitschrift „Pribori . . ." ist etwa mit der amerikanischen „Review of Scientific instruments" zu vergleichen und beschreibt HF-technische und physikalische Meßgeräte und Meßverfahren.

Die beiden von der Akademie der Wissenschaften herausgegebenen Zeitschriften besitzen ein hohes theoretisches Niveau. Sie werden beide in den USA komplett ins Englische übersetzt und viel gelesen. Die letzte Zeitschrift könnte als eine Zusammenfassung aller unserer Hochschulzeitungen für das HF-Gebiet bezeichnet werden. Sie wird vom Ministerium für Hoch- und Fachschulbildung der UdSSR herausgegeben und enthält Arbeiten von Professoren und Dozenten. Es ist sehr interessant, einmal die Themen zu studieren, mit denen sich die Hochschulen befassen. Neben 40% Grundlagenforschung kommen etwa 60% angewandte Forschung, in Verbindung mit der Industrie zur Darstellung.

In den inländischen Fachzeitschriften findet also der sowjetische Spezialist bereits umfassendes Informationsmaterial. Das Kombinat WINITI informiert mit seinen Expreßinformationen den Fachmann über die neuesten ausländischen Forschungsergebnisse. Das Referatejournal Elektronik erfaßt jährlich etwa 5000 Arbeiten aus aller Welt. Nicht zuletzt können die meisten sowjetischen Akademiker ein bis zwei Fremdsprachen und lesen die Originalliteratur.

Die Früchte der großzügigen Förderung von Technik und Wissenschaft durch die Sowjetregierung zeigen sich in dem unlängst erfolgten ersten bemannten Weltraumflug. Welcher Stand der Regeltechnik, der Funkortungs- und Nachrichtentechnik dazu gehört, ein Raumschiff so genau zu steuern, kann jeder Fachmann selbst entscheiden. Im vorliegenden Heft wird ein Einblick in den Stand der Elektronik in der SU gegeben. Es werden ein modernes Fernsehgerät mit gedruckter Schaltung und ein Breitbandkettenverstärker beschrieben und einige neue Bauelemente besprochen. Wir hoffen, daß der Informationsfluß in Zukunft noch größer wird. Zuschriften an die Redaktion beweisen das außerordentliche Interesse unserer Techniker und Wissenschaftler an sowjetischen Bauelementen und Geräten. *Dipl.-Phys. Hans Joachim Fischer*

TV-Überreichweitenbeobachtungen aus der UdSSR

Unser langjähriger Leser Herr K. P. Beresin aus Markowo, Bez. Rybnowsk (Rjasaner Gebiet) schickte uns einen Bericht über seine TV-Überreichweitebeobachtungen, die wir auszugsweise veröffentlichen:

. . . In diesem Jahre (1960, d. R.) setzte ich meine Versuche fort, Fernsehsendungen über große Entfernungen zu empfangen. Wie auch im vergangenen Jahr, wurde der Fernempfang gegen Ende April möglich. Zunächst erzielte ich die besten Ergebnisse während des Tages. In den Sommermonaten (etwa ab Ende Mai) konnte ich dann sowohl bei Tage als auch abends gute Ergebnisse erzielen.

Zuweilen war die Feldstärke so groß, daß 1500 ··· 2000 km entfernte Sender mit einer Zimmerantenne empfangen werden konnten.

Im September wurde der Fernempfang wieder schlechter, um im Oktober schließlich nahezu völlig aufzuhören. Während des Winters wurden nur Sendungen von 100 ··· 200 km entfernten Sendern gut empfangen.

Verwendet wurde ein Fernsehempfänger „Rubin" mit einem Faltdipol (Länge 2340 mm, Stärke 20 mm), Wellenwiderstand der Antennenleitung ≈ 200 Ω. Höhe der Antenne 12 m.

Nachstehend auszugsweise einige Beobachtungen in den Kanälen I und II (OIRT-Norm, d. R.):

Datum	Uhrzeit	Sender
29. 4.	13.00 ··· 14.00	DBR, ČSSR
15. 5.	18.00 ··· 19.00	Jerewan/UdSSR (2000 km)
24. 5.	20.00	DBR
1. 6.	12.45 ··· 14.00	DBR, ČSSR, Schweden
	20.00 ··· 22.00	DBR, Schweden
20. 6.	20.00 ··· 21.00	Swerdlowsk/UdSSR (1500 km), ČSSR, Dänemark, Schweden
2. 7.	18.30 ··· 19.00	Sotschi/UdSSR (1500 km), Omsk/UdSSR (2000 km)
9. 8.	20.30 ··· 22.00	DDR, Schweden
31. 8.	21.15 ··· 23.15	DDR, Ungarische Volksrepublik, DBR

Die angegebenen Zeiten beziehen sich auf Moskauer Zeit.

Sowjetischer TV-Empfänger „Wolna"

OSWALD ORLIK

Der im folgenden beschriebene sowjetische TV-Empfänger „Wolna" ist nicht in unserem Handel erhältlich. Eine Beschreibung dieses Gerätes erscheint trotzdem sinnvoll, da mit dieser ein Einblick in die Fernsehempfangstechnik eines Landes gegeben wird, das auch in vielen anderen Gebieten der Technik große Erfolge zu verzeichnen hat.

Allgemeines

Der TV-Empfänger „Wolna" (SK-36) ist ein von dem Leningrader Kositzki-Werk hergestellter Tischempfänger mit einer 110°-abgelenkten Bildröhre und mit gedruckter Schaltung.

Die gedruckte Schaltung ist in fünf Leiterplatten unterteilt, die durch gelötete Laschen untereinander verbunden und auf einem Vertikalchassis angeordnet sind. Der Netzteilblock ist hoch aufgebaut und dient als Träger des seitwärts herausschwenkbaren Chassis. An diesem Block sind auch sämtliche Bedienungselemente der Rückfront angebracht. Die Empfindlichkeit des Gerätes wird mit besser als 100 μV angegeben.

Das Gerät besitzt einen Kopfhöreranschluß, der so ausgeführt ist, daß bei Stecken des Kopfhörers die Innenlautsprecher abgeschaltet werden. Die sonstigen Merkmale sind den technischen Daten zu entnehmen.

Kanalwähler

Der Eingang des Empfängers ist mit einem Dämpfungsglied versehen, das bei starkem Nahempfang durch Stecken der Antenne in die entsprechende Buchse eingeschaltet werden kann. Das Eingangssignal gelangt von den Antennenbuchsen an den Tuner, der mit solchen Röhren bestückt ist, die mit der bekannten ECC 84 bzw. der ECF 82 vergleichbar sind. Die beiden Systeme der Eingangsröhre sind in Cascodeschaltung miteinander verbunden (Bild 1). Die erste Triode ist als Katodenbasisstufe und die zweite Triode als Gitterbasisstufe angeordnet. Da beide Triodensysteme gleichstrommäßig hintereinander geschaltet sind, muß das Gitter der zweiten Triode auf Katodenpotential des zweiten Systems gebracht werden. Dies geschieht durch Spannungsteilung an den Widerständen R_{1-2} und R_{1-3}. Für die HF-Spannung liegt jedoch das Gitter über C_{1-7} an Masse. Die Regelspannung wird dem ersten System über R_{1-1} zugeführt. Das verstärkte Eingangssignal wird induktiv auf den Gitterkreis der Mischröhre übertragen. In diesem Kreis wird gleichzeitig vom Oszillator über C_{1-15} die Oszillatorspannung eingekoppelt.

ZF-Verstärker und Videoendstufe

Das ZF-Signal wird vom Anodenkreis der Mischröhre induktiv ausgekoppelt und liegt damit am Gitter der ersten ZF-Verstärkerröhre (Bild 2, s. S. 376 u. 377). Der ZF-Verstärkerteil ist vierstufig aufgebaut. Das erste ZF-Filter besteht aus zwei fußpunktgekoppelten Halbgliedern, an die zwei Fallen angekoppelt sind. Die erste Falle dient zur Verbesserung der Tontreppe, während die zweite Falle die Nyquistflanke herausheben soll. Diese Filteranordnung hat den Vorteil, daß die Spannungen der zu unterdrückenden Frequenzen von den Fallen in Gegenphase, von den Halbgliedern jedoch durch die galvanische Kopplung nahezu phasenrein übertragen werden, womit eine gegenkoppelnde Wirkung hergestellt wird. Das zweite und dritte ZF-Filter besteht aus bifilar gewickelten Spulen mit den entsprechenden Kapazitäten. Die ebenfalls vorhandenen Fallen sind auf die Frequenz des Nachbartones abgestimmt. Im dritten ZF-Kreis liegt eine Germaniumdiode, die zur regelbaren Schärfeeinstellung dient. Die Diode ist in Sperrichtung geschaltet, wobei die Sperrspannung durch das Potentiometer R_{7-15} regelbar ist. Bei positiv werdender Spannung vergrößert sich die Kapazität der Diode, und die Wirkung des ZF-Filters wird zu den niederen Frequenzen hin verschoben. Im gegensätzlichen Falle erhöht sich die Schärfebildung. Die Steuerspannung ist stabilisiert, so daß Netzschwankungen keinen großen Einfluß ausüben. An die letzte ZF-Stufe schließt sich der Bildgleichrichter und die daraufolgende Videoendstufe an. Die Kontrastregelung wird mit dem Potentiometer R_{7-13} vorgenommen, wodurch die Gittervorspannung der Videoendröhre veränderbar ist. Die Helligkeitsregelung ist mit dem Potentiometer R_{7-18} möglich. Das Potentiometer erhält als positive Spannung einen Teil der Anodenspannung über eine Germaniumdiode. Ändert sich durch Kontrastregelung die Anodenspannung, so ändert sich auch der Durchlaßstrom der Diode. Diese Stromänderung ruft am Abgriff des Helligkeitsreglers eine Spannungsänderung hervor. Damit werden auftretende Helligkeitsschwankungen bei Kontraständerung am Gitter der Bildröhre kompensiert.

Der Tonteil

Die Tonzwischenfrequenz wird hinter dem Bildgleichrichter ausgekoppelt und über ein Bandfilter dem Gitter der ersten Ton-ZF-Verstärkerröhre zugeführt. Der Gitterableitwiderstand der zweiten ZF-Verstärkerröhre ist zum Teil der Fußpunktwiderstand der Sekundärseite des ZF-Filters der zweiten ZF-Röhre. Da die Pentode der nachfolgenden Begrenzerstufe als Audion geschaltet ist (herabgesetzte Anoden- und Schirmgitterspannung durch Spannungsteiler), liegt damit zwischen Gitter und Katode der zweiten ZF-Röhre eine Regelspannung, die abhängig von der Amplitude des Tonsignals ist. Von der schon erwähnten Begrenzerstufe gelangt die Tonzwischenfrequenz an den Phasendiskriminator. Die durch Demodulation gewonnene NF-Spannung wird in einer nachfolgenden Triode verstärkt, dann über den Lautstärkeregler sowie der RC-Kombination zur getrennten Höhen- und Tiefenregelung und über eine weitere Verstärkerstufe der Ton-Endstufe zugeführt. Von dort gelangt das NF-Signal über den Anpassungstrafo an die Lautsprecher. Von der Sekundärseite des Ausgangsübertragers wird die Ausgangsspannung in den Katodenkreis der zweiten NF-Verstärkerröhre gekoppelt. Da diese Spannung um 180° gegenüber der am Katodenwiderstand vorhandenen Spannung verschoben ist, liegt eine Gegenkopplung vor. Der Katodenwiderstand ist geteilt, wobei nur der untere Teil zur Gegenkopplung beiträgt. Der gesamte Katodenwiderstand verursacht noch eine zusätzliche Stromgegenkopplung,

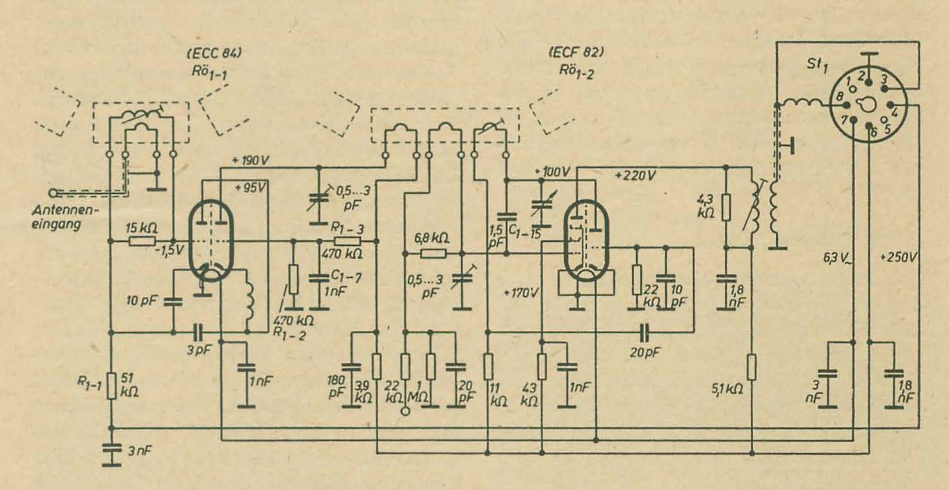


Bild 1: Kanalwähler des TV-Empfängers „Wolna"

Technische Daten

Stromart: Wechselstrom 50 Hz

Netzspannung: 127 oder 220 V

Leistungsaufnahme: etwa 200 W

Empfangsbereich: 12 Kanäle

Zwischenfrequenz:
Bildträger 34,25 MHz
Tonträger 27,75 MHz

Norm:
625 Zeilen, 50 Hz Zeilensprung, OIRT Intercarrier

Empfindlichkeit: $<100\,\mu V$

ZF-Gleichrichter:
für Bild: Germaniumdiode
für Ton: Röhre als Phasendiskriminator

Ton-Ausgangsleistung: 2 W

Klangfarbenregelung:
getrennt für Höhen und Tiefen

Lautsprecher: Typ 1 GD 9, zwei Stück

NF-Frequenzgang:
100 ··· 7000 Hz mit Höhen- und Tiefenregler

Außenlautsprecher:
Anschluß vorhanden, sowie Anschluß für Kopfhörer

Bildgröße in mm: 270×360

Abmessungen in mm: 610×480×400

da er nicht kapazitiv überbrückt ist. Durch die Spannungsgegenkopplung von der Sekundärseite des Ausgangsübertragers zur Katode der zweiten NF-Verstärkerröhre liegt auch beim Zuschalten der Außenlautsprecher eine konstante Spannung am Ausgang. Beim Zuschalten sinkt die Ausgangsspannung und damit auch die Gegenkopplungsspannung an der Katode der zweiten NF-Verstärkerröhre, womit diese mehr ausgesteuert wird.

Getastete Regelung

Von der getasteten Regelung werden die ersten drei Bild-ZF-Verstärkerstufen sowie die Katodenbasisstufe der Eingangsröhre geregelt. Als Taströhre dient das Pentodensystem der Röhre $Rö_{4-2}$. Die Katode dieser Röhre ist stark positiv vorgespannt. Aus diesem Grunde erhält die Anode eine zusätzliche Vorspannung, damit die Taströhre durch die aus einer Hilfswicklung des Zeilentrafos entnommenen Impulse geöffnet wird. Dem Gitter wird das Videosignal zugeführt. Die Röhre öffnet also nur beim Eintreffen der Synchronimpulse und des rückgeführten Impulses aus dem Zeilentrafo. Der Katodenwiderstand ist veränderbar ausgeführt, womit durch den Regler R_{8-6} eine Grobeinstellung und durch den Regler R_{8-6} eine Feineinstellung der Kontrastbegrenzung möglich ist. Diese Regler sind nicht identisch mit der normalen Kontrastregelung (R_{7-13})! Von der Anode der Taströhre geht die Regelleitung ab, an der auch die als Verzögerungsdiode geschaltete Triode der Bild-ZF-Verstärkerröhre $Rö_{2-4}$ liegt. Weiterhin liegt diese über einen 22-kΩ-Widerstand am Siebkondensator C_{2-18}, an dem auch über den 300-kΩ-Widerstand eine negative Spannung anliegt. An der Anode der Taströhre entsteht eine Spannungsdifferenz aus der feststehenden Anodenspannung und der Spannung des 1,5-nF-Kondensators, die negativ und deren Größe von den Tastimpulsen abhängig ist. Diese Spannungsdifferenz bestimmt die Regelspannung am Spannungsteilerpunkt von C_{2-18}. Die Verzögerungsdiode erfüllt die üblichen Funktionen.

Impulstrennstufe

Das von der Anode der Videoendröhre abgenommene Videosignal wird zur Impulsabtrennung dem Amplitudensieb, also dem Gitter der Röhre $Rö_{3-2}$ zugeführt. Das Gitter ist positiv vorgespannt, damit bei Eintreffen des Videosignals Gitterstrom fließt. Dadurch wird der Kondensator C_{3-7} negativ aufgeladen, so daß danach nur die starken positiven Impulse die Röhre öffnen. Die Begrenzung hinter dieser Röhre wird getrennt für Zeilen- und Bildimpulse vorgenommen. Zur Begrenzung der Zeilenimpulse dient der Triodenteil der Röhre $Rö_{3-2}$. Das Gitter ist ebenfalls positiv vorgespannt, so daß die abgenommenen Impulse in ihrer Höhe beschnitten werden und damit von allen restlichen Störanteilen befreit sind. Von der Anode der eben erwähnten Begrenzerstufe gelangen die Zeilenimpulse zur Phasenvergleichsschaltung.

Vertikalablenkung

Von der Impulsabtrennröhre $Rö_{3-2}$ wird das Impulssignal auf die stark positiv vorgespannte und als Begrenzerstufe wirkende Röhre $Rö_{4-4}$ geschaltet. Im Anodenkreis werden durch entsprechende RC-Glieder die Zeilenimpulse von den Bildimpulsen getrennt. Von dort aus wird auch die Sperrschwingerschaltung an der Anode synchronisiert. Der Sperrschwinger arbeitet mit geringer Anodenspannung und großem Katodenwiderstand. Im Katodenkreis liegen die RC-Kombinationen zur Regelung der unteren und oberen Zeilenlinearität. Der im Gitterkreis liegende Regler verändert die Zeitkonstante des Gitterkreises, was eine Frequenzänderung des Sperrschwingers bewirkt. Der Anodenwiderstand ist zur Bildbreitenregelung, also zur Amplitudenregelung ebenfalls veränderbar ausgeführt. Die durch den Sperrschwinger erzeugten Bildablenkimpulse werden an der Katodenkombination abgegriffen und dem Triodenteil der Röhre $Rö_{4-3}$ zur Bildbreitenstabilisierung zugeführt. In ihren Katodenkreis wird zu diesem Zweck ein Teil der Spannung vom Bildausgangsübertrager eingekoppelt. Es liegt also eine Gegenkopplung vor. Die Röhre ist weiterhin durch einen Kondensator (C_{4-16}) überbrückt, wodurch die Sägezahnimpulse derart verformt werden, daß ein parabelförmig ansteigender Teil vorhanden ist, dem ein steiler positiver Anstieg mit darauffolgendem steilen negativen Abfall folgt. Der positive Teil wird von der folgenden Vertikalendstufe beschnitten. An der Anode der Endröhre erscheint also der Impuls in der allgemein bekannten Form. Von der Bildendstufe gelangen die Bildimpulse über den Bildausgangsübertrager an die Bildablenkspulen.

Phasenvergleichsschaltung

Hierbei handelt es sich um eine unsymmetrische Schaltung. Im Gegensatz zu der symmetrischen Phasenvergleichsschaltung, bei der Impulse mit entgegengesetzter Polarität zugeführt werden, gelangen bei dieser Schaltung die von der Begrenzerstufe des Amplitudensiebes abgenommenen Impulse an den Mittelpunkt der Dioden. Diese werden beim Eintreffen der positiven Impulse geöffnet, so daß damit am Widerstand R_{4-4} praktisch Massepotential vorhanden ist. An diesem Punkt liegen weiterhin vom Ausgang des Zeilenoszillators abgegriffene Sägezahnimpulse. Liegt zeitmäßig das Öffnen der Dioden und der Nulldurchgang des Sägezahnimpulses zusammen, so ist der Synchronisationszustand hergestellt. Bei einer Abweichung entsteht eine positive oder negative Gleichspannung, die als Vorspannung des Multivibrators diesen in seiner Frequenz regelt. Die den Dioden nachgeschaltete Siebkette regelt langsame wie auch schnelle Frequenzänderungen auf Grund der verschiedenen Zeitkonstanten aus.

Zeilenablenkung und Hochspannungserzeugung

Als Zeilenoszillator dient ein katodengekoppelter Multivibrator ($Rö_{4-1}$), in dessen Anodenkreis sich ein Schwingkreis zur Stabilisierung befindet. An der Anode der letzten Röhre des Multivibrators werden die Zeilenimpulse abgegriffen und dem Gitter der Zeilenendröhre zugeführt. Die Zeilenfrequenz läßt sich durch Verändern des Widerstandes R_{8-1}, also der Vorspannung der letzten Multivibratorröhre, einstellen. Die Anodenspannung der Zeilenendröhre $Rö_{6-1}$ liegt in üblicher Weise über die Booster-Diode und einem Teil des Zeilentrafos an der Anode dieser Röhre. Die Hochspannungserzeugung weist keine Besonderheiten auf.

Der Triodenteil der Röhre $Rö_{4-2}$ dient zur Stabilisierung der Zeilenbreite sowie der Helligkeit bzw. Hochspannung. Die für diese Stabilisierung notwendigen Impulse werden einmal von der Hilfswicklung des Zeilentrafos und außerdem von der Katode des Hochspannungsgleichrichters abgenommen und dem Gitter von $Rö_{4-2}$ zugeführt. An der Anode dieser Röhre liegen die Impulse, die der Hilfswicklung des Zeilentrafos entstammen. Die Ladung des Kondensators C_{4-11} bestimmt das Gitterpotential der Zeilenendröhre mit und ist von der Höhe der Anodenstromimpulse der Röhre $Rö_{4-2}$ abhängig. Vergrößert sich die Amplitude der Anodenstromimpulse, so wird die Ladung des Kondensators C_{4-11} anodenseitig negativer, und die Zeilenendröhre wird geringer ausgesteuert. Im gegensätzlichen Falle wird die Vorspannung positiver. Die von der Katode des Hochspannungsgleichrichters abgenommenen Impulse sind denen aus der Hilfswicklung des Zeilentrafos kommenden parallelgeschaltet und überragen diese in ihrer Amplitude. Schwankt die Amplitude der Zeilenimpulse, so schwankt auch die Hochspannung und die Zeilenamplitude wird nachgeregelt. Bei Ausfall des Hochspannungsgleichrichters wird die Zeilenendröhre nicht hochgeregelt, da die aus der Hilfswicklung stammenden Impulse immer noch am Gitter und an der Anode von $Rö_{4-2}$ vorhanden sind. Die Zeilenbreite ist außerdem noch durch Verändern der Vorspannung (Regelwiderstand R_{8-3}) von $Rö_{4-2}$ regelbar.

Schaltbild siehe S. 376/77

Interessante Schaltungseinzelheiten des sowjetischen TV-Empfängers „Rubin 102"

Dieser Empfänger, der zur gehobenen Mittelklasse gerechnet werden kann, besitzt eine 43-cm-Bildröhre, die statisch fokussiert ist und ist außerdem mit Drucktasten für Sprache Orchester, Solo, UKW und Aus ausgerüstet. An der Vorderseite sind unter der Bildröhre zwei Lautsprecher angebracht. Das Gehäuse ist mit Edelholz furniert und auf Hochglanz poliert. Die Gesamtempfindlichkeit beträgt bei CCIR-Abgleich im Band I 50 μV und im Band III 60 μV, die UKW-Empfindlichkeit dagegen nur 100 μV.

Der Empfänger besitzt folgenden Aufbau: Kaskodeeingang, Pentodenmischer, vierstufiger Bild-ZF-Verstärker, getastete Regelung, dreistufiger Ton-ZF-Verstärker mit UKW-Teil, zweistufiges Amplitudensieb, Bildkippteil sowie Zeilenkippteil und Hochspannungserzeugung mit unsymmetrischem Phasenvergleich.

Im Bild-ZF-Verstärker ist ein Klarzeichner vorhanden (Bild 1). Durch Regeln von R_{64} wird die Diode D_1 mehr oder weniger geöffnet und verstimmt damit über C_{64} die Spule K_{2-1}. Der Vorteil dieser Schaltung liegt in der unkritischen Anordnung von R_{64}.

Die Tastregelspannung wird mit einer Triode gewonnen. Um die Schaltung optimal einzustellen, ist C_{81} variabel ausgeführt (Bild 2). Mit der gewonnenen Tastregelspannung werden drei ZF-Stufen und die Kaskodeschaltung geregelt. Solange der Zeilengenerator beim Einschalten noch nicht arbeitet, erzeugt eine Schutzschaltung mit den Widerständen R_{74}, R_{77}, R_{78}, R_{86} eine feste Vorspannung zum Schutz der Bilddemodulatordiode.

Die vorhandene Phasenvergleichsschaltung ist unsymmetrisch aufgebaut und in ihrem Verhalten unkompliziert, da durch diese ein Multivibrator gesteuert wird (Bild 3).

Im Netzteil (nur für Wechselstrom) werden zur Gleichrichtung drei Siliziumdioden verwendet (Bild 4). Durch eine Art Verdopplerschaltung werden zwei Anodengleichspannungen, 275 V zum Betrieb der Kippteile und 160 V zum Betrieb der HF-Teile gewonnen.

Dieter Lehmann

Bild 1: Klarzeichnerschaltung

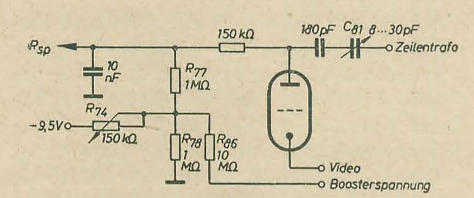


Bild 2: Gewinnung der Tastregelspannung

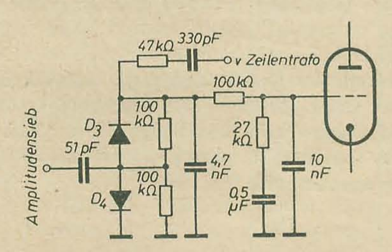


Bild 3: Unsymmetrische Phasenvergleichsschaltung

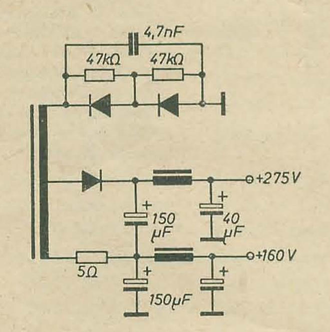


Bild 4: Netzteil

Aus der Reparaturpraxis

Einige Serviceerfahrungen bei der Reparatur der TV-Empfänger „Orion" AT 611

Im folgenden veröffentlichen wir die im Heft 10 (1961) angekündigten Servicehinweise für den TV-Empfänger „Orion" AT 611. Es ist uns leider nicht möglich, in diesem Heft das gesamte Material zu veröffentlichen. Wir bringen daher im Heft 14 (1961) den restlichen Teil, der Spannungsangaben und Hinweise für die Impulsoszillogramme enthalten wird.

Zeilenfrequenz ist nicht einstellbar

In diesem Falle ist es nicht unbedingt notwendig, die Röhre ECC 82 (XIV) umzutauschen. Der Widerstand R_{119} (470 kΩ) ist gegen einen etwa 330-kΩ-Widerstand auszuwechseln. Dadurch wird der Regelbereich der durch den katodengekoppelten Multivibrator erzeugten Zeilenfrequenz vergrößert.

Keine Bildablenkung

(in der Mitte horizontaler Streifen)

Fehlermöglichkeiten:

1. PCL 82 (XII) ist defekt,
2. R_{93} (1,5 MΩ) ist fehlerhaft,
3. C_{74} (47 nF) durchgeschlagen, R_{101} (330 Ω) wird dabei heiß,
4. C_{73} (47 nF) ist fehlerhaft,
5. R_{96} (1 MΩ) ist fehlerhaft,
6. C_{142} (22 nF) ist fehlerhaft,
7. Bildsperrschwinger ist fehlerhaft.

Bildlinearität ist nicht einstellbar

Fehlermöglichkeiten:

1. R_{99} hat sich von 3,3 MΩ auf 20 MΩ erhöht,
2. C_{III} (100 μF) ist fehlerhaft,
3. Bildausgangstrafo ist defekt,
4. Die Röhre PCL 82 (XII) ist defekt.

Zeilenamplitude ist zu klein

Fehlermöglichkeiten:

1. Die Röhre PCF 82 (XV) ist fehlerhaft,
2. R_{123} (220 kΩ) ist fehlerhaft,
3. R_{126} (220 kΩ) ist fehlerhaft.

Keine Helligkeit

Fehlermöglichkeiten:

1. R_{47} (470 kΩ) ist fehlerhaft,
2. R_{122} (330 kΩ) ist fehlerhaft.

Helligkeit nicht ausreichend

Fehlermöglichkeiten:

1. Die Diode GE_7 ist fehlerhaft (hat Kurzschluß),
2. C_{92} (1 nF) ist fehlerhaft.

Vertikale Streifen an der linken Seite des Bildes

Fehlermöglichkeit:

Die Diode GE_7 ist fehlerhaft.

Horizontale und vertikale Synchronisation ist nicht einstellbar

Fehlermöglichkeiten:

1. Die Röhre ECH 81 (VIII) ist fehlerhaft,
2. R_{160} (3,3 MΩ) ist fehlerhaft,
3. R_{92} (33 kΩ) ist fehlerhaft.

Orion-Informationsdienst

Zwei Wege beim Bau von UHF-Fernsehsendern

KLAUS K. STRENG

Bei der Erzeugung hoher Sendeleistungen verwendet man heute — von den Längstwellen bis zu den Meterwellen — ausschließlich die dichtegesteuerte Elektronenröhre. Beim Bau von Dezimetersendern im Band IV/V hingegen bietet der gegenwärtige Stand der Technik zwei grundsätzlich verschiedene Lösungswege. Das Für und Wider beider Verfahren soll im folgenden kurz diskutiert werden.

Erforderliche Leistung

Die moderne Sendertechnik drängt heute allgemein nach immer größeren Leistungen. Während der erste deutsche Rundfunksender noch mit einer Leistung von der Größenordnung 1 kW arbeitete, strahlen die heutigen Mittel- und Kurzwellensender bereits 50 bis 500 kW ab. Der technische Wert einer fortwährenden Steigerung der Sendeenergie ist allerdings zweifelhaft, denn gegenseitige Störungen sind unter gleich schwachen oder gleich starken Sendern natürlich die gleichen.

Bei TV-Sendern ist die Frage der optimalen Senderleistung wesentlich einfacher einzuschätzen; Ursache hierfür ist die physikalisch begrenzte Reichweite der Meter- und Dezimeterwellen. Die Leistungsgrenze dieser Wellen ist schnell erreicht, und über diese hinauszugehen (etwa zwecks Vergrößerung des Versorgungsgebietes des betreffenden Senders) verlangt mehr technischen Aufwand, als es Nutzen bringt.

So liegen heute die abgestrahlten Leistungen der Fernsehsender in den Bändern I und III bei 100 ··· 200 kW. Diese Größe läßt sich mit entsprechendem Antennengewinn (10 ··· 25) durch moderne Elektronenröhren (Trioden) lösen (Endstufe mit 10 ··· 30 kW Ausgangsleistung).

Anders sieht es in dem noch zu erschließenden Dezimeterwellenband IV/V (470 ··· 790 MHz) aus. Hier liegen andere Ausbreitungsbedingungen vor, von denen die wichtigsten Merkmale sind:

Geringere Beugung als bei den Meterwellen;
stärkere Abschattung durch räumlich kleine Bodenerhebungen, Gebäude und anderer Hindernisse;
stärkere Dämpfung durch den Erdboden, durch die Vegetation usw.

Aus diesen Gründen ist die durchschnittliche Reichweite eines Band-IV/V-Senders geringer als eines Band-III-Senders [1]. Hinzu kommt, daß durch den höheren Rauschanteil der Empfängereingangsstufen, die größere Dämpfung des Antennenkabels, die geringere Wirkfläche der Empfangsantenne [2] usw. im Band IV/V größere Feldstärken am Empfangsort erforderlich sind als beispielsweise im Band III. Untersuchungen einer britischen Studiengruppe der CCIR [3], die bereits einige Jahre zurückliegen, schätzen die Feldstärkeerhöhung im Band IV/V gegenüber Band III auf rund 15 dB. Wenn auch dabei der höhere mögliche Gewinn der Empfangsantenne nach den heutigen Erkenntnissen nicht voll eingesetzt ist, so ist doch die Konsequenz eine wesentlich größere abgestrahlte Leistung des Band-IV/V-Senders gegenüber der des Band-III-Senders.

Die heutigen Fernsehgroßsender im Band IV/V arbeiten mit 20 kW Ausgangsleistung (Europa), doch ist man sich darüber im klaren, daß dies noch keinesfalls ein Optimum darstellt. Leistungen von 50 kW werden z. Z. angestrebt. Unter Berücksichtigung eines erreichbaren Antennengewinns von 25 würde die abgestrahlte Leistung dann bei 1,25 MW liegen.

Die dichtegesteuerte Elektronenröhre

Bekanntlich nimmt der Wirkungsgrad jeder Senderöhre mit wachsender Betriebsfrequenz ab. Vor allem der Laufzeiteffekt macht hier große Schwierigkeiten, d. h. die Röhre arbeitet unter ganz anderen Arbeitsbedingungen, sobald die Periode der Nutzfrequenz in die Größenordnung der Laufzeit der Elektronen kommt. Die unmittelbare Folge sind u. a. die nicht mehr leistungslose Steuerung des Gitters (im A-Betrieb), die Rückheizung der Katode durch Elektronen, die zu ihr zurückkehren usw.

Ein wirksames Mittel, dem Laufzeiteffekt zu begegnen, ist die Erhöhung der Anodenspannung (größere Elektronengeschwindigkeit) und die Verkleinerung der Elektrodenabstände. Beide Maßnahmen widersprechen sich teilweise (Spannungsfestigkeit) und lassen sich nicht unbegrenzt anwenden. Immerhin liegt der Gitter-Katodenabstand einer 10-kW-Röhre für Band IV/V heute bereits in der Größenordnung von 0,6 mm!

Eine weitere Maßnahme, die neben einer besseren Entkopplung von Eingangs- und Ausgangskreis zu einer gewissen Erhöhung des Wirkungsgrades führt, ist die Verwendung von Tetroden anstelle von Trioden. Neben diesen Maßnahmen ist auch auf ausreichende Emissionsfähigkeit der Katode zu achten, die bei derartig kurzen Wellenlängen infolge der Blindströme sehr stark beansprucht wird.

UHF-Leistungstetroden sind in Koaxialtechnik ausgeführt, sitzen unmittelbar im Topfkreis. Während der Eingangskreis zwischen Steuergitter und Katode liegt, befindet sich der Ausgangskreis — um den ersten herum aufgebaut — zwischen Steuergitter und Anode. Das geerdete Steuergitter bildet gleichzeitig die Abschirmung.

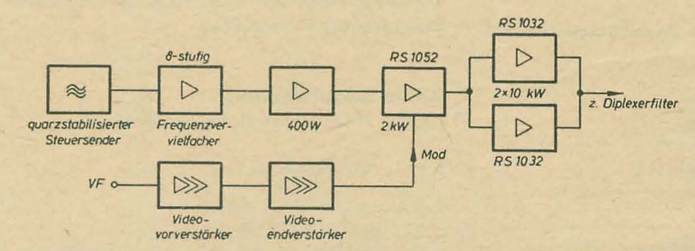


Bild 1: Blockschaltbild eines 20-kW-Fernsehsenders mit Tetroden für Band IV/V (Brücken der parallelgeschalteten Endröhren in diesem Bild und im Bild 3 nicht eingezeichnet)

Tabelle 1: Daten einiger Leistungstetroden für Band IV/V

Typ	Hersteller	U_f in V	I_f in A	U_a in kV	Q_v in kW¹)	N_a in kW²)	f in MHz
6448	USA			7	26	12	900
6806	USA			9	36	17	750
RS 1032 C	Siemens	4,1	140	5	10	10	790
TH 290	T-H	8	130	5	10	10	1000

¹) max. Anodenverlustleistung
²) entnehmbare Synchronleistung bei Negativmodulation und der angebenen Trägerfrequenz

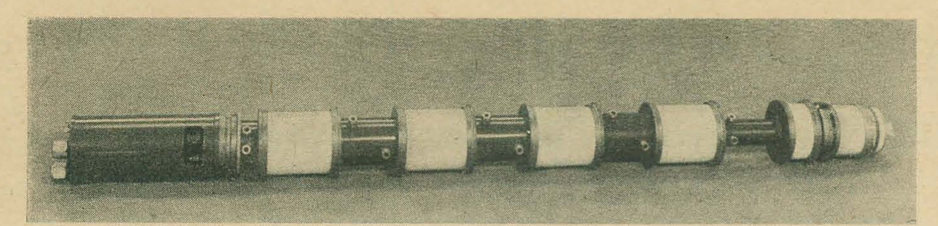


Bild 2: Fotografie des Klystrons. Die Länge der Röhre beträgt 1680 mm. (Mit freundlicher Genehmigung der English Electric Valve Co.)

Tabelle 2: Daten einiger Leistungsklystrons für Band IV/V

Typ	Hersteller	U_f in V	I_f in A	U_a in kV	Q_v [1]) in kW	N_a in kW	V in dB	f in MHz
3 K 50.000 LF	Eimac					10	25	570 ··· 720
4 KM 50.000 LA	EEV	5,5	40	20	50	10	57	400 ··· 610
4 KM 50.000 LQ	EEV, Eimac					10[2])	55	610 ··· 985

[1]) max. Anodenverlustleistung
[2]) nach anderen Quellen (l'Onde Electrique Juli-August 1960) nur 5 kW

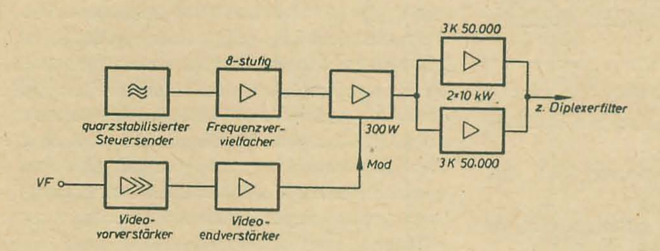


Bild 3: Blockschaltbild eines 20-kW-Klystronsenders für das Fernsehband IV/V

Bild 1 zeigt das Blockschaltbild eines 20-kW-Tetrodensenders für Fernsehzwecke.
Tabelle 1 gibt die wichtigsten Werte einiger Leistungstetroden an.

Das Klystron

Für die Erzeugung großer Leistungen bei sehr hohen Frequenzen kommen auch Vertreter aus der großen Familie der Triftröhren in Betracht. Hier hat sich das Mehrkammerklystron bereits mit großem Erfolg durchgesetzt. Über die Wirkungsweise des Klystrons wird auf die Literatur hingewiesen (z. B. [4]). Das charakteristische Merkmal des Klystrons ist, daß bei ihm der Elektronenfluß nicht in seiner Dichte gesteuert wird, wie bei den konventionellen Elektronenröhren, sondern in seiner Geschwindigkeit. Der Strom in der Katode bleibt deshalb konstant, unabhängig vom Augenblickswert der steuernden Wechselspannung.
Die heute verwendeten Vierkammer-Klystrons sind in der Lage, 10 kW und mehr abzugeben und weisen eine hohe Leistungsverstärkung auf. Diese kann im Fall des Fernsehsenders nicht voll ausgenutzt werden, da durch die erforderliche große Bandbreite eine Dämpfung der Kammern erforderlich ist.
Bild 2 zeigt die Fotografie eines Leistungsklystrons vom Typ 4 KM 50,000 LA der English ELECTRIC VALVE CO., LTD. Tabelle 2 gibt schließlich einen Überblick über die wichtigsten Eigenschaften einiger englischer bzw. amerikanischer Klystrons. Bild 3 zeigt das Blockschaltbild eines 20-kW-Klystronsenders.

Tetrode oder Klystron?

Die Frage, welcher Technik — Tetrodensender oder Klystronsender — der Vorzug zu geben ist, beschäftigt seit geraumer Zeit die Senderfachleute. Beide Verfahren haben ihre unbestrittenen Vor- und Nachteile. Sie sollen im folgenden aufgezählt werden [5, 6].

Klystron:
Unkritischer mechanischer Aufbau, große Elektrodenabstände. In der Schaltung werden keine Neutralisations- oder Entkopplungsglieder benötigt (keine Gefahr der inneren Rückkopplung). Im Fernsehsender wird eine Leistungsverstärkung bis zu 1000 erreicht (10-W-Vorstufe vor 10-kW-Endstufe). Wegen des konstanten Katodenstromes ist die Siebung der Hochspannung einfacher.
Die Nachteile sind: Relativ eng begrenzter Frequenzbereich. Für das Band IV/V werden i. a. mindestens zwei verschiedene Typen benötigt. Große Abmessungen der Röhre. Klystrons benötigen eine magnetische Fokussierung und (bei sehr großen Typen) Wasserkühlung.
Der Wirkungsgrad soll bei 40% liegen [7].

Tetrode:
Mechanischer Aufbau, der höchste Präzision erfordert, jedoch sehr geringe Abmessungen. Strahlungskühlung. Wegen innerer Rückkopplung müssen Neutralisations- und Entkoppelglieder vorgesehen werden. Leistungsverstärkung im Fernsehsender etwa 10 (1-kW-Vorstufe für 10-kW-Endstufe). Da der Katodenstrom der aussteuernden Spannung folgt, wird die Katode (über die Zeit integriert) weniger belastet, der Wirkungsgrad ist nahezu unabhängig vom Momentanwert der Aussteuerung. Es gibt nur eine obere Frequenzgrenze, die durch den Leistungsabfall bestimmt wird, d. h. ein zweckmäßig gebauter Tetrodentyp erfaßt das gesamte Band IV/V.
Der Wirkungsgrad soll bei 54% liegen [5].
Alle führenden Fachleute räumen ein, daß eine endgültige Aussage darüber, welches System das überlegene sei, sehr schwierig ist; neben allem Für und Wider bedarf es für ein solches Urteil längerer Betriebserfahrung. Gleichwohl mußten die einzelnen Industrieunternehmen sich für eine der beiden Lösungen entscheiden. Dies fiel bei einigen Gesellschaften, bzw. Staaten, wie folgt aus:

DDR: Tetrode	ČSSR: Klystron
Siemens: Tetrode	Telefunken: Klystron
Thomson-Houston: (Frankreich) Tetrode	English Electric Valve: Company (Großbrit.) Klystron

Diese kurze Aufstellung zeigt, daß beide Verfahren namhafte Vertreter haben.
Die Lösung des Problems dürfte in erster Linie eine Frage der Zeit sein. Hierbei muß man berücksichtigen, daß — wie eingangs bereits erwähnt — die Entwicklung nach größeren Leistungen geht. So arbeitet die französische Thomson-Houston an einer 25-kW-Tetrode, andere namhafte Werke der Welt beschäftigen sich zweifellos mit ähnlichen Projekten.
Nach persönlicher Ansicht des Verfassers ist es denkbar, daß die fernere Zukunft dem Klystron gehört. Das Haupthindernis zur Leistungssteigerung — der geringe Elektrodenabstand der Tetrode — ist bei ihm nicht gegeben, der Wirkungsgrad dürfte sich erhöhen lassen. Doch schließt das nicht aus, daß auch andere Lösungen in Zukunft noch eine Bedeutung erlangen, die beide — Tetrode und Klystron — verdrängen.

Zusammenfassung

Die beiden gegenwärtig verwendeten Techniken zur Erzielung hoher Sendeleistungen im Fernsehband IV/V wurden kurz charakterisiert und verglichen. Die Problematik wurde absichtlich vereinfacht dargestellt, unter Verzicht auf eine Reihe Detailfragen (Massivkatode oder Maschenkatode usw.), um das Typische herauszustellen. Die Zukunft wird — wie immer — zeigen, welche Lösung die beste ist.

Literatur

[1] Klaus K. Streng: Einige Eigenschaften und Besonderheiten der UHF; radio und fernsehen 1 (1961) S. 4 ··· 6
[2] Klaus K. Streng: Welche Spannung gibt die Antenne ab? radio und fernsehen 11 (1961) S. 343 und 344
[3] G. F. Swann: The Field Strenghts Required for the Reception of Television in Bands I, III, IV and V; Proceedings of the IER Part B 30 (1960)
[4] H. H. Klinger: Mikrowellenröhren; radio und fernsehen 8 (1959) S. 238 ··· 243
[5] Ulrich Finkbein, Johannes Holle und Siegfried Tobies: Tetroden-Fernsehsender für das Band IV/V; ETZ-A 9 (1960) S. 332 ··· 338
[6] T. S. Robson und T. M. J. Jaskolski: High Power Transmitters for Bands IV and V; Proceedings of the IEE Part B 30 (1959)
[7] English Electric Valve Company Ltd (Großbritannien) Siemens & Halske (DBR) Compagnie Francaise Thomson-Houston (Frankreich)
sowie Datenblätter und Prospektmaterial der Firmen

BAUANLEITUNG:

Ein universelles Kleingerät für den Fernsehservice

KLAUS HANKE

Jeder, der sich mit Fernsehservice beschäftigt, weiß, welche Mühe erforderlich ist, in möglichst kurzer Zeit oft schwierige Fehler zu finden und zu beseitigen. Man kann einmal den scheinbar bequemen Weg gehen und möglichst keine Meßmittel verwenden (ein nasser Finger und einige Ersatzteile zum versuchsweisen Auswechseln). Zum anderen kann man einen ganzen Meßgerätepark mit sich führen (Vielfachmesser, Prüfgenerator, Ohmmeter, Oszillograf, Röhrenvoltmeter, Bildmustergenerator usw.). Der erste Weg führt oft dazu, daß das Gerät in die Werkstatt muß, da ohne Meßmittel kein rationeller Service durchzuführen ist. Zum zweiten Weg gehört unbedingt ein Wagen, den nicht jeder besitzt und der den Servicetechniker nicht davon entbindet, seinen Meßgerätepark treppauf, treppab zu tragen.
Aus diesen vorgenannten Punkten entstand die Aufgabe, ein kleines, robustes, vielseitiges und billiges Gerät zu schaffen. Es sollte so klein sein, daß es bequem mit einem „Oszi 40" sowie einigem Werkzeug und Ersatzteilen in einer großen Aktentasche Platz findet.
Die Gerätebeschreibung soll es gestatten, einen Nachbau des als HF-Teletestoskop bezeichneten Geräts zu ermöglichen. Eine kurze Aufstellung soll die Vielzahl der Meßmöglichkeiten, die mit diesem Gerät durchgeführt werden können, zeigen.

1. Prüfgenerator von 5 ··· 270 MHz in zehn Bereichen mit kontinuierlich veränderlicher Frequenz. Die Ausgangsspannung läßt sich zwischen 0 und etwa 60 mV regeln. Amplitudenmodulation 30% 400 Hz, abschaltbar.
2. Resonanzmesser.
3. Absorptionswellenmesser
4. 400-Hz-Generator mit regelbarer Amplitude 0 ··· 6 V.
5. Gleichspannungsvoltmeter von 0,1 bis 1000 V.
6. Erweiterung zum Hochspannungsvoltmeter bis 20 kV durch Hochspannungstaster.
7. HF-Diodenvoltmeter von 0,1 ··· 100 V.
8. Ohmmeter von 0 ··· 5 MΩ.

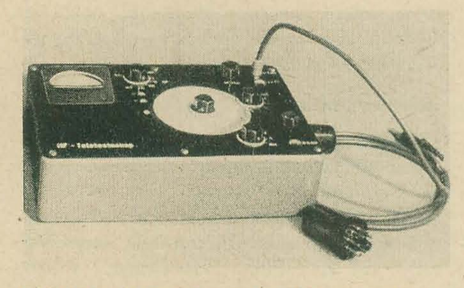


Bild 1: Gesamtansicht des HF-Teletestoskops

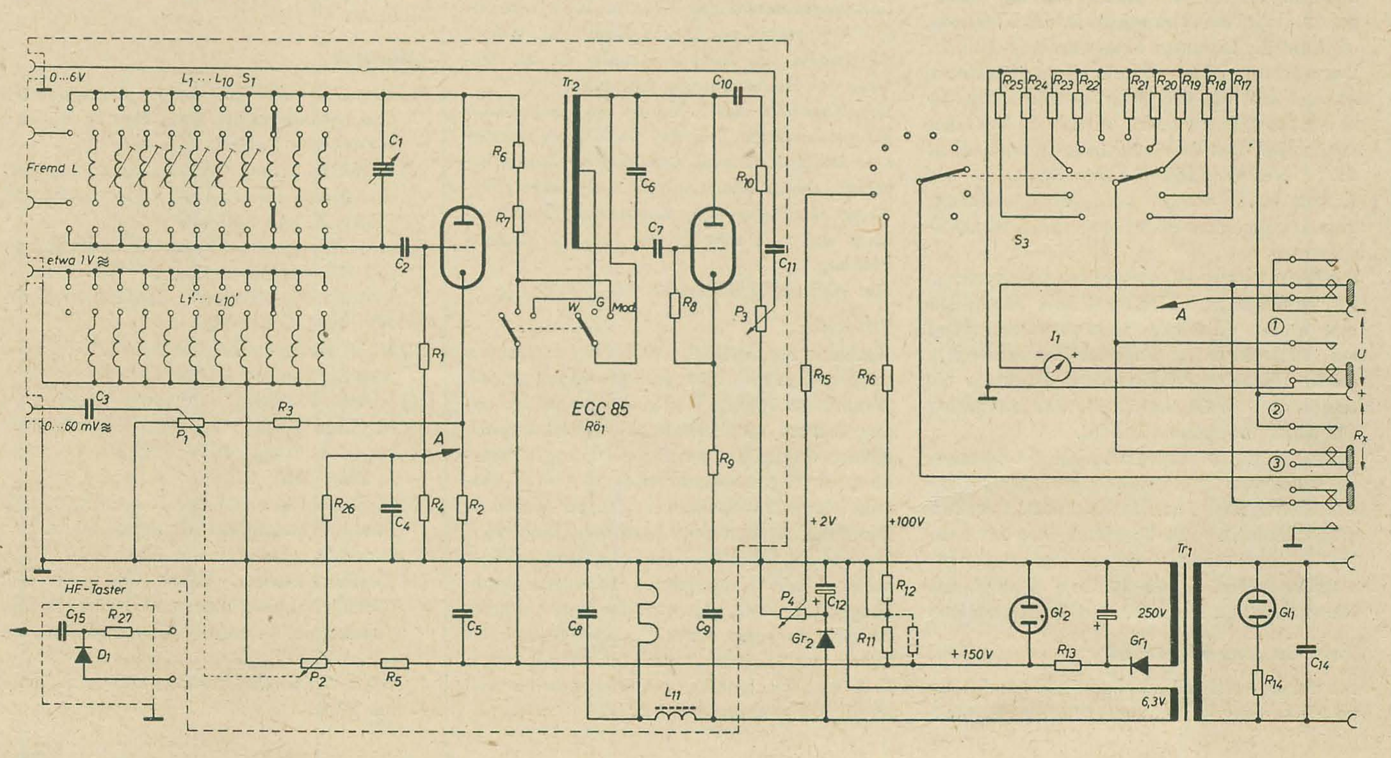
Bild 2: Gesamtschaltbild des HF-Teletestoskops

Wirkungsweise des Gerätes

Als einzige Röhre findet eine ECC 85 Verwendung. Das erste System arbeitet in Verbindung mit den inneren Röhrenkapazitäten ($c_{a,k}$ und $c_{g,k}$) in der üblichen Colpitts-Schaltung. Die gewünschten Frequenzen lassen sich durch die Induktivitäten L_1 — L_{10} und den Doppelstatordrehkondensator C_1 (2 ··· 17 pF) wählen. Zum verstimmungsfreien Auskoppeln der HF-Spannung ist in die Katodenleitung der 25-Ω-Widerstand R_2 eingefügt. Mit P_1 läßt sich die Amplitude in einem großen Bereich regeln. Die HF-Ausgangsspannung ist innerhalb eines jeden Bereiches konstant; damit genügt das Gerät auch den Anforderungen, die beim Messen und Abgleichen von Durchlaßkurven erforderlich sind. Ein zweiter HF-Ausgang für größere Ausgangsspannungen (etwa 1 V) zur Speisung einer HF-Meßbrücke oder für ähnliche Zwecke, wird durch die lose angekoppelten Spulen L_1' ··· L_{10}' geschaffen. Das Anzeigeinstrument I_1 liegt an einem Abgriff ($^1/_{100}$) des Gitterableitwiderstandes. Die am Instrument angezeigte Schwingamplitude läßt sich mittels P_2 kompensieren, damit bei der Verwendung als Resonanzmesser die volle Skala zur Anzeige zur Verfügung steht. Hier macht sich der gute Amplitudengang auf allen Bereichen bemerkbar; man braucht sich nur noch auf den Dip des Instrumentes zu konzentrieren, was hauptsächlich bei Messungen an Antennen und selbstverständlich auch an Schwingkreisen besonders zu schätzen ist. Mit S_2 lassen sich die folgenden drei Betriebsarten des Generators einstellen:

1. W (Wellenmesser)
2. G (Generator unmoduliert, Resonanzmesser)
3. Mod. (Generator mit 400 Hz amplitudenmoduliert)

Bei Verwendung als Resonanzmesser muß der Bereichsschalter S_1 auf „Fremd" stehen. In dieser Schalterstellung lassen sich wahlweise

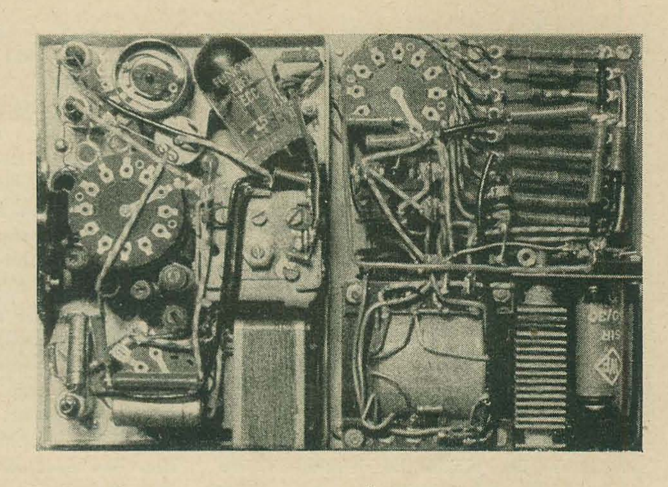


anzusteckende Induktivitäten einschalten. Das zweite System der ECC 85 arbeitet als NF-Generator. Die Generatorfrequenz wird durch die Induktivität von Tr_2 und C_6 bestimmt. Die regelbare Ausgangsspannung wird gleichstromfrei von der Anode abgenommen. Die NF läßt sich von 0 ··· 6 V mittels P_3 regeln. Mit S_3 werden die nötigen Widerstände des Anzeigeinstrumentes bei der Verwendung als Gleichspannungsvoltmeter, HF-Diodenvoltmeter, kΩ- und MΩ-Meter geschaltet. Die Meßspannungs- und Ohmmeterbuchsen sind sämtlich als Schaltbuchsen ausgeführt. Diese Maßnahme war notwendig, da sich bei der Fülle der Verwendungsmöglichkeiten ein sehr großer und komplizierter Umschalter ergeben hätte. Die Schaltbuchsen führen somit automatisch beim Einführen der Meßschnüre, ob als Voltmeter oder Ohmmeter, die nötigen Umschaltungen durch. Sind keine Meßschnüre angeschlossen, liegt das Instrument im Gitterkreis des Generators. Zum Stromversorgungsteil ist nicht viel zu sagen. Die benötigte Anodenspannung von +150 V wird durch Einweggleichrichtung und Stabilisierung durch Gl_2 hergestellt. An dem Spannungsteiler R_{11} und R_{12} werden +100 V für den MΩ-Bereich abgegriffen. Für die kleineren Widerstandswerte werden +2 V durch Gleichrichtung der Heizspannung und Teilung mittels P_4 erzeugt. Die Kondensatoren C_8, C_9 sind direkt an der Einführung der Anodenleitung und Heizleitung angebracht; sie verhindern die Abstrahlung von HF-Resten über diese Leitungen. Aus Platzgründen konnten die für diesen Zweck besseren Durchführungskondensatoren nicht eingebaut werden.

Mechanischer Aufbau

Die äußeren Abmessungen des Gerätes betragen: Länge 215 mm, Breite 150 mm, Tiefe 53 mm. Diese Maße zeigen, daß hier kein Platz verschenkt werden durfte. Der Aufbau teilt sich in die etwa gleichgroßen Blöcke HF-Teil mit Modulator und Instrumententeil mit Stromversorgung.

Der HF-Baustein hat eine Größe von 140×100×45 mm. Auf einer Platte 140 mal 100 mm, die allseitig 8 mm abgewinkelt ist, sind alle Teile montiert. Von großer Wichtigkeit ist die räumliche Aufteilung des HF-Generators. Auf kurze Verdrahtung ist zu achten. Der Bereichsschalter steht so dicht am Drehko, daß die Anschlußfahnen des Gehäuseschalters (3×11 Kontakte) direkt mit den Drehko-Anschlüssen verlötet werden können. Die Röhrenfassung ist am Drehko befestigt. Der Anodenanschluß des ersten Systems der ECC 85 liegt unmittelbar am Drehkoanschluß. Der Dom der Röhrenfassung ist fest mit dem Drehkogehäuse verbunden und wird als HF-Nullpotential benutzt. Rings um den Bereichsschalter sind die Spulenkörper angeordnet (8-mm-Stiefelkörper). Die ersten drei Bereiche benötigen keine Spulenkörper. Seitlich des Bereichsschalters ist eine Oktalfassung mittels Winkel befestigt. Sie dient zur Aufnahme der Steckspulen für die Verwendung als Resonanz- und Wellenmesser. Die Anschlußfedern der Fassung werden ohne zusätzliche Leitungen mit dem Schalter verbunden. Die Steckspulen bestehen aus Oktalsockel, Spulenkörper und Schutzkappe. Als Schutzkappe wurde die Kappe des Resonanzmessers vom VEB Funkwerk Dabendorf verwendet. Die Potentiometer P_1 und P_2 sind mittels Zahnräder gekoppelt. Dadurch konnte ein Bedienungsknopf eingespart werden. Die Anordnung der Potentiometer sowie der HF-Ausgangsbuchsen ist weniger kritisch und im Bild 3 gut zu erkennen. Der Modulationstrafo M 42 steht oberhalb des Drehkos (es kann auch ein Sperrschwingertrafo von Rafena verwendet werden). Daneben ist der Schalter S_2 sowie der NF-Regler P_3 und die NF-Ausgangsbuchse angeordnet. Dieser Baustein ist durch drei Gewindebuchsen mit der Frontplatte, welche aus 2-mm-Aluminiumblech besteht, verbunden. Eine gut sitzende Abschirmhaube verhindert unerwünschte Störstrahlung. Auf der Drehko-Achse sitzt eine am Kopf befestigte Plexiglasscheibe. Sie dient als Zeiger und stellt gleichzeitig einen Schutz für die Papierskala dar. Ein beidseitiger Reißnadelstrich ermöglicht parallaxe freie Skalenablesung.


Bild 3: Innenansicht des HF-Teletestoskop

Der Instrumententeil mit Stromversorgung ist direkt auf der Rückseite der Frontplatte montiert. Der Netztrafo M 55 (BG 19 Trafo), Selengleichrichter, Ladekondensator, Siebwiderstand und Stabilisator stehen ganz dicht beieinander, dadurch ergibt sich noch genügend Platz für den Instrumententeil. Im Mustergerät wurde ein Belichtungsmesser als Anzeigeinstrument verwendet. Man kann mit guter Genauigkeit Spannungen um 200 V, die ja wohl am häufigsten im Fernsehgerät vertreten sind, messen. Das heißt, für 200 V ergeben sich bei einem 6,6-MΩ-Vorwiderstand (1000-V-Bereich), 33,5 kΩ/V. Im Instrument ist eine Glimmlampe untergebracht, sie zeigt die Betriebsbereitschaft des Gerätes an. Auf einen Netzschalter wurde aus Platzgründen verzichtet. Das Mustergerät hat keine Netzsicherung, es ist dafür aber noch Platz vorhanden.

Abgleich

Nachdem das Gerät vollständig verdrahtet ist, wird als erstes der Modulator in Betrieb genommen. Es ist ratsam, zunächst einen Einstellregler als Katodenwiderstand zu benutzen. Jetzt wird mittels Kopfhörer, besser aber mit einem Oszillografen, kontrolliert, ob der Generator schwingt (evtl. Trafo umpolen und Einstellregler durchdrehen). Schwingt der NF-Generator, wird die Arbeitsfrequenz festgelegt (C_6). Im Mustergerät sind es etwa 400 Hz. Wichtig ist, daß die Modulationsfrequenz möglichst ein Vielfaches der Netzfrequenz ist, damit sich auf dem Bildschirm stehende (leicht zu synchronisierende) Balken ergeben. Die Anzahl der Balken steigt mit der Frequenz, 400 Hz = 8 Balken. Mit dem Katodenwiderstand wird der richtige Arbeitspunkt eingestellt (gute Sinusform bei sicherem Anschwingen). Legt man Wert darauf, den genauen Wert des Modulationsgrades zu kennen, dann muß unbedingt ein Oszillograf zu Hilfe genommen werden (Service-Oszillograf). Zuvor wird jedoch der HF-Generator in Betrieb gesetzt. Man beginnt mit dem langwelligsten Bereich, etwa 5 MHz (120 Wdg 0,1 mm ∅), da eine höhere Frequenz mit einem allgemein gebräuchlichen Katodenstrahloszillograf nicht verstärkt werden kann. Die modulierte HF-Spannung wird dem Y-Eingang, die NF dem X-Eingang zugeführt. Das nun sichtbare Modulationstrapez wird nach der Gleichung

$$m = \frac{b - a}{b + a}$$

ausgewertet (Bild 4).

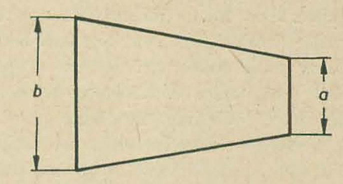


Bild 4: Bestimmung des Modulationsgrads

Allgemein üblich sind 30% AM. Sollte der Modulationsgrad zu hoch sein, kann durch Bedämpfen des Schwingkreises (Tr_2/C_6) mit einem Widerstand der gewünschte Wert hergestellt werden. Die anderen HF-Bereiche können eingestellt werden, wenn am Modulator keine Änderungen mehr zu erwarten sind (Verstimmungsgefahr). Begonnen wird jetzt mit dem Bereich 10 (höchste Frequenz). Eine Spule ist hierfür nicht erforderlich, es werden nur die zwei betreffenden Schalteranschlüsse zusammengebogen und verlötet. Mit einem Grid-Dip-Meter oder Wellenmesser wird der Bereich grob ausgemessen, damit die Anfangsfrequenz für Bereich 9 festliegt. Die übrigen Spulen werden nach der Wickeltabelle hergestellt und eingebaut. Die ersten drei Spulen lassen sich durch Zusammendrücken oder Auseinanderziehen abgleichen. Die Spulen auf Stiefelkörpern werden mit einem Kern aus HF-Eisen oder Messing (je nach Bedarf) eingetrimmt. Die Spulen $L_1' \cdots L_{10}'$ sind im Mustergerät nur für die FS- und UKW-Bereiche eingebaut, was im allgemeinen auch genügt, da die 1-V-HF-Spannung nur zur Speisung einer HF-Meßbrücke für Antennenmessungen gedacht ist. Die dafür benötigten Spulen (etwa 1 ··· 3 Wdg) werden dicht über

den Schwingkreisen angeordnet. Die richtige Kopplung wird mit einem Röhrenvoltmeter kontrolliert (1 V HF an 70 Ω). Sind alle Bereiche fertiggestellt und grob abgeglichen, werden die Spulen mit Trolitul oder ähnlichem Isolierlack festgelegt. Bevor die Skaleneichung vorgenommen werden kann, wird das Gerät künstlich gealtert. Hierfür leistet ein Wärmeofen, ein Backofen oder eine Ofenröhre gute Dienste. Das Gerät wird mehrmals langsam von Zimmertemperatur bis auf 80 oder 100 °C erwärmt und langsam wieder abgekühlt. Danach kann erwartet werden, daß die Frequenzeichung über lange Zeit erhalten bleibt. Zur Skaleneichung ist ein Frequenzmesser oder ein Meßsender nötig. Wenn mit einem Meßsender geeicht werden soll, wird eine Mischstufe als Hilfsmittel benötigt. Diese Stufe ist schnell hergestellt. Mit einer EF 80 oder ähnlichen Röhre wird eine Schaltung nach Bild 5 aufgebaut.

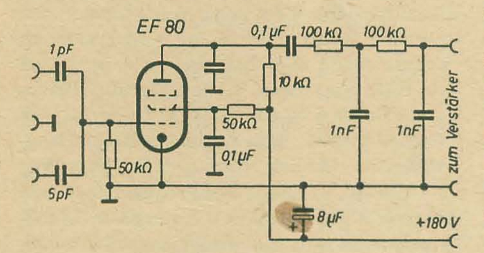


Bild 5: Mischstufe zur Skaleneichung

Am Gitter 1 der EF 80 sind über kleine Kapazitäten der zu eichende Generator und das Eichnormal (Meßsender) angekoppelt. Von der Anode wird das Mischprodukt über einen Tiefpaß einem Rundfunkgerät oder Verstärker zugeführt. Die noch hörbare Frequenz ist gleich der Abweichung vom Normal. Es wird Schwebungsnull angestrebt. Mit einem spitzen Bleistift und einem Eichzeiger, welcher als Lineal dient, läßt sich die Skala ohne viel Mühe herstellen. Die Resonanzmesserspulen werden erst nach Fertigstellung der Skaleneichung abgeglichen. Sie sollen mit den eingebauten Bereichen möglichst deckungsgleich sein. Beim zehnten Bereich ist dies nicht möglich, da die Zuleitungsinduktivität schon zu groß ist. Man muß entweder auf diesen Bereich verzichten oder eine extra Skala dafür eichen.

Instrumententeil

Hier dürfte es kaum Schwierigkeiten geben. Mit einem Vergleichsinstrument lassen sich leicht die einzelnen Bereiche abgleichen und eichen. Zur Eichung der kΩ- und MΩ-Skalen werden einige Eichwiderstände oder Potentiometer in Verbindung mit einer Widerstandsmeßbrücke benötigt. Das Diodenvoltmeter wird mit einem Röhrenvoltmeter geeicht. Der Diodentaster ist ein kleiner handlicher Kunststoffgriff, in dem Koppel-C, Germaniumdiode und Vorwiderstand untergebracht sind.
Der Hochspannungstaster entspricht dem Taster zum Goertz-Vielfachmesser. Der im Tasterrohr befestigte Vorwiderstand beträgt beim Mustergerät 130 MΩ.
Es ist bewußt darauf verzichtet worden, eine Baubeschreibung mit genauen Maßzeichnungen zu geben. Es sollte mit der vorangegangenen Beschreibung nur eine Anregung zum Bau eines solchen Gerätes gegeben werden. Allein die jedem einzelnen zur Verfügung stehenden Bauteile werden hier und da Veränderungen des Aufbaues erfordern. Eine gewisse Schwierigkeit ist ein passender UKW-Drehko. Es gibt keinen Einfach-UKW-Drehko im Handel. Der im Mustergerät verwendete Doppelstatordrehko stammt aus ehemaligen Wehrmachtsbeständen. Mit etwas mechanischem Geschick läßt sich der im Handel erhältliche Doppeldrehko zweimal 2 ··· 17 pF von Schalkau in einen Einfach-Drehko verwandeln (Bild 6). Dieser Drehko wird demontiert. Die zweite Kammer des Drehkos wird so abgesägt, daß ein Gehäuse entsteht, wie im Bild 6 gut zu erkennen ist. Von der Rotorachse wird ebenfalls die zweite Hälfte abgesägt. Die im Ende der abgesägten Achse befindliche Stahlkugel wird in das neue Achsenende eingesetzt. Nun bekommt die Drehkowanne ein Gegenlager, wie es bereits am abgesägten Teil vorhanden war. Als Instrument wird ein µA-Meter 40×40 mm empfohlen. Die Empfindlichkeit sollte besser als 100 µA sein.

Wickeltabelle

Bereich	Frequenz in MHz	Windungen	Induktivität in µH
1	5,3 ··· 6	120 0,1 mm ∅ Culs	50
2	10,3 ··· 11,7	57 0,2 mm ∅ Culs	15,5
3	14,5 ··· 19	40 0,5 mm ∅ Cul	7,5
4	19 ··· 27	28 0,5 mm ∅ Cul	3,85
5	26 ··· 35	20 0,5 mm ∅ Cul	1,85
6	35 ··· 50	14 1 mm ∅ Cul	0,90
7	50 ··· 70	10 1 mm ∅ Cul	0,45
8	86 ··· 120	6 1 mm ∅ Vers	—
9	135 ··· 191	3 1 mm ∅ Vers	—
10	192 ··· 270	—	—

Die im Schaltbild angegebenen Spulen $L_1' \cdots L_{11}'$ wurden im Mustergerät nur für die Bereiche 7, 8 und 9 ausgeführt. Bereich 7: 3 Wdg 0,3 mm ∅ Cul, Bereich 8: 2 Wdg 1 mm ∅ Cul, Bereich 9: 1 Wdg 1 mm ∅ Cul.

Schaltteilliste

R_1	50 kΩ 0,1 W
R_2	25 Ω 0,1 W
R_3	50 Ω 0,1 W
R_4	500 Ω 0,1 W
R_5	800 kΩ 0,25 W
R_6	5 kΩ 8 W (Draht)
R_7	5 kΩ 8 W (Draht)
R_8	100 kΩ 0,1 W
R_9	16 kΩ 0,25 W (abgleichen)
R_{10}	500 kΩ 0,25 W
R_{11}	10 kΩ 0,5 W
R_{12}	20 kΩ 0,5 W
R_{13}	5 kΩ 12 W (Draht)
R_{14}	160 kΩ 0,05 W
R_{15}	300 Ω 0,25 W
R_{16}	100 kΩ 0,25 W
R_{17}	200 Ω 0,25 W
R_{18}	6,6 kΩ 0,25 W
R_{19}	66 kΩ 0,25 W
R_{20}	660 kΩ 0,25 W
R_{21}	6,6 MΩ 0,25 W
R_{22}	60 kΩ 0,25 W
R_{23}	600 kΩ 0,25 W
R_{24}	10 Ω 0,25 W
R_{25}	100 Ω 0,25 W
R_{26}	1,6 kΩ 0,1 W
R_{27}	2,5 kΩ 0,25 W
C_1	Doppelstatordrehkondensator 2 bis 17 pF
C_2	50 pF Keramik
C_3	200 pF Keramik
C_4	5 nF Epsilan
C_5	5 nF Epsilan
C_6	etwa 5 nF Duroplast 250 V (entsprechend zum Tr_2)
C_7	0,1 µF Duroplast 250 V
C_8	5 nF Epsilan
C_9	5 nF Epsilan
C_{10}	10 nF Duroplast 250 V
C_{11}	10 nF Duroplast 500 V
C_{12}	4 µF Elko 12/15 V
C_{13}	16 µF Elko 385 V
C_{14}	5 nF Duroplast 1000 V
C_{15}	30 pF Keramikkondensator 500 V
L_{11}	Maniferdrossel 11 µH (Modelleisenbahndrossel)
Gr_1	Selengleichrichter E 250/40 C
Gr_2	OY 104 Germaniumgleichrichter
D_1	OA 685 Germaniumdiode
Gl_1	Kleinglimmlampe Tel. 110 ohne Fassung
Gl_2	Stabilisator STR 150/30
I_1	µA — Meter 150 µA Meßbereich
Tr_1	Netztrafo M 55 P: 220 V. Sek: 250 V 30 mA; 6,3 V 0,3 A
Tr_2	Modulationstrafo M 42 (etwa 4000 ··· 8000 Wdg)
P_1	100 Ω Potentiometer
P_2	10 kΩ Potentiometer
P_3	100 kΩ Potentiometer
P_4	100 Ω Entbrummer
S_1	Gehäuseschalter 3 × 11 Kontakte
S_2	Gehäuseschalter 2 × 3 Kontakte
S_3	Gehäuseschalter 2 × 10 Kontakte
$Rö_1$	Röhre ECC 85

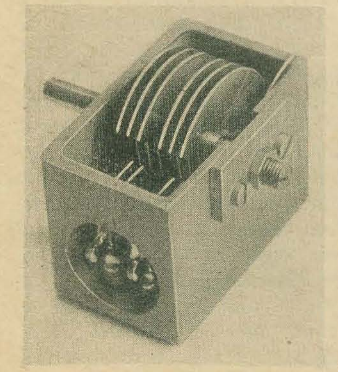


Bild 6: HF-Drehko

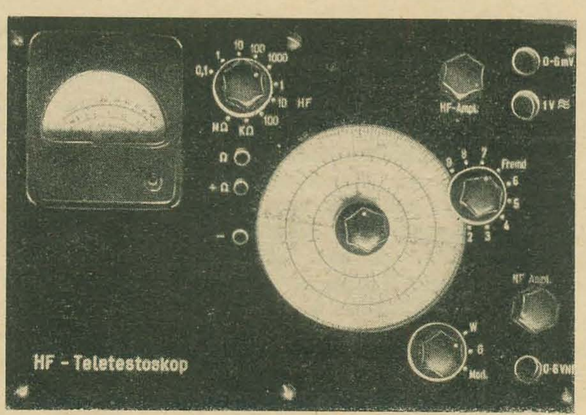
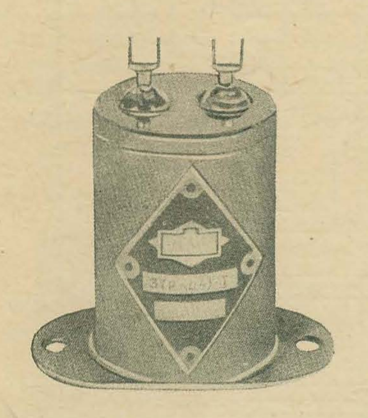


Bild 7: Anordnung des Bedienungs-

Neue elektrochemische Spannungsquellen

Im Pavillon für Elektrifizierung der Allunionsausstellung in Moskau wurden neuentwickelte elektrochemische Spannungsquellen ausgestellt, die beweisen, daß auch auf diesem Gebiet die Sowjetunion das Weltniveau erreicht hat. Für die Entwickler der DDR ist es bedauerlich, daß uns derartige Batterien nicht aus eigener Entwicklung zur Verfügung stehen.



Hermetisch verlötetes Normalelement, Typ 3 (R-04)-I

Die Tauchbatterie 200-PMChM-2 h ist als Tauchbatterie auf der Kupfer-Magnesiumbasis zur Speisung meteorologischer Geräte vorgesehen und wird vom Betrieb „Kusbaselement" hergestellt. Die technischen Daten sind: Nennspannung des Anodenteils: 200 V; Nennspannung des ersten Heizteils: 6 V; Nennspannung des zweiten Heizteils: 2,7 V; Betriebsdauer der Batterie 2 h bei einem Anodenstrom von 25 mA, einem Heizstrom 1 von 300 mA und einem Heizstrom 2 von 260 mA; Maße: 76 × 121 × 141 mm; Gewicht vor dem Füllen 650 p; Gewicht nach dem Füllen 850 p; Einsatztemperatur: —60 bis +50 °C; Luftdruck: 1000 bis 6 mm Hg.

Die Quecksilberoxydbatterie 120 POR -24 h (IT-21) dient zur Speisung von tragbaren Funkgeräten. Der Anodenbatterieteil besteht aus 112 Quecksilberoxydelementen des Typs OR-2k in Reihe. Bei einem Laststrom von 10 ··· 30 mA beträgt die Spannung 150 ··· 110 V. Der Heizspannungsteil hat bei 200 ··· 400 mA Stromentnahme eine Spannung von 2,5 ··· 1,8 V. Die Batterie ist für 24 h Dauerbetrieb berechnet. Die Abmessungen betragen: 160 × 86 × 58 mm.

Für volltransistorisierte Radiosonden oder andere Geräte ist eine kleine und leichte Magnesium-Blei-Batterie des Typs 12 PMChS-0,5 h entwickelt worden. Sie hat folgende technische Daten: Nennspannung (bei $R_a = 35\ \Omega$): 10 V; Betriebszeit: 30 min; Maße: 35 × 45 × 45 mm; Gewicht vor dem Füllen 67 p; Gewicht nach dem Füllen 80 p.

Für tragbare Kompensatoren und als Vergleichsspannungsquelle für Kompensationsmeßgeräte ist ein hermetisch verlötetes Normalelement des Typs 3 (R-O 4)-I entwickelt worden, das aus drei parallel geschalteten Elementen R-04 besteht. Die Spannungsquelle ist im Temperaturbereich von 0 ··· +60 °C einsetzbar. Bei einem Belastungsstrom von 100 μA und einer Temperatur von 20 ± 3 °C beträgt die Spannung 1,34800 ··· 1,35300 V. Die Spannungsänderung nach 5000 Betriebsstunden bleibt kleiner als 0,5%. Die Abmessungen der Batterie betragen 80 × 52 × 78 mm, das Gewicht beträgt 500 p.

Speziell für die Speisung von Transistorgeräten ist die Quecksilberoxydbatterie 5 OR-4 entwickelt worden. Ihre technischen Daten lauten: Nennspannung: 6 V; Entladestrom: 0,1 A; Kapazität: 3 Ah; Abmessungen: Höhe 85 mm, ∅ 35 mm; Gewicht: 250 p.

Vom Allunions-Forschungsinstitut des Komitees für Radioelektronik sind Silizium-Sonnenbatterien mit einem Wirkungsgrad von 11% entwickelt worden, die als Stromquellen für die Empfänger „Kristall", „Festival", „Sputnik", „Iskra" und „Rodina" benutzt werden. Die Batterien werden in Größen von 1 dm² ··· 1 m² hergestellt. An einem klaren Sonnentag ergibt eine beleuchtete Fläche von 1 dm² eine elektrische Leistung von 0,7 Watt. Die EMK eines Elementes beträgt 0,6 ··· 0,5 V, der Kurzschlußstrom 20 ··· 30 mA/cm².

Der Breitbandkettenverstärker UR-2

Das Gerät dient zur Verstärkung sinusförmiger sowie impulsförmiger Signale im Frequenzbereich von 5 kHz ··· 150 MHz, vor allem für die Verstärkung kurzzeitiger Impulse positiver und negativer Polarität. Es findet in der Kernphysik, der Impulsoptik und der Radartechnik Anwendung.

Zwischen der unteren Grenzfrequenz (5 kHz) und der oberen Grenzfrequenz (150 MHz) ist die Verstärkungskurve auf ±3 dB linear. Das Gerät ist für symmetrischen und unsymmetrischen Eingang mit den Wellenwiderstandswerten 50, 75 und 150 Ω umschaltbar. Bei symmetrischem Eingang beträgt die Verstärkung mindestens 25 dB, bei unsymmetrischem Eingang 20 dB. Die größte Ausgangsspannung für ein sinusförmiges Signal beträgt bei symmetrischem Eingang 5 V_{eff} und bei unsymmetrischem Eingang 3 V_{eff}. Der Verstärker besitzt einen umschaltbaren Eingangsspannungsteiler mit den Stufen 0,5, 10, 15, 20 und 25 dB.

Die Leistungsaufnahme aus dem Wechselstromnetz (50 Hz) beträgt 400 W. Die Abmessungen des Gerätes sind: 566 × 323 × 355 mm. Das Gewicht beträgt 30 kp.

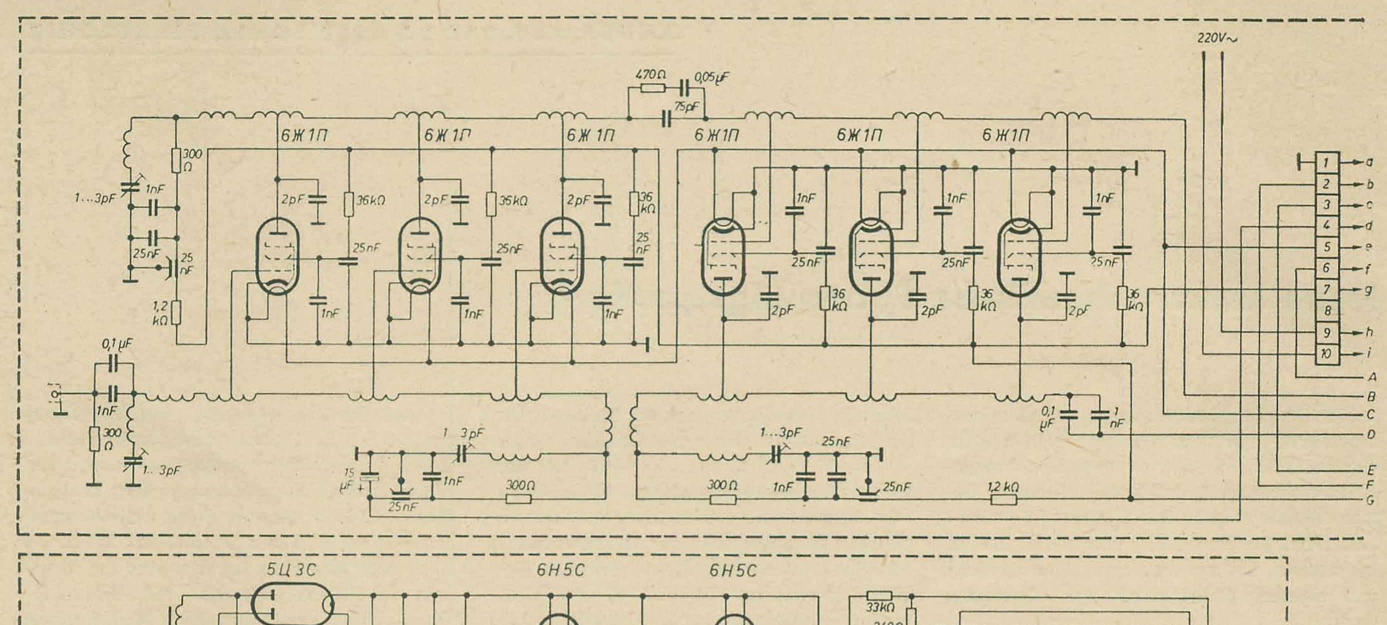
Das Schaltbild des Verstärkers ist im Bild 1 dargestellt. Das Gerät besteht aus dem Eingangsspannungsteiler (Bild 2), der als Eintaktkettenverstärker geschalteten Vorstufe, der Phasenumkehrstufe, den beiden als Gegentaktkettenverstärker arbeitenden Endstufen und der stabilisierten Stromversorgung.

Die Eingangsstufe besteht aus drei Pentoden des Typs 6 J 1 P; Gitter- und Anodenkreislaufzeitkette haben gleichen Wellenwiderstand. Die Anodenkette besitzt zusätzliche Kapazitäten, weil C_{ak} kleiner als C_{gk} ist. Zur Ebnung des Wellenwiderstands und zur Anpassung werden m-Endglieder benutzt. Die eingebauten Trimmer werden beim Abgleich eingestellt.

Die Phasenumkehrstufe ist wiederum mit drei Röhren 6 J 1 P aufgebaut, sie hat eine der Eingangsstufe analoge Schaltung. Man nimmt die Steuerspannungen für die beiden Endstufen an der Gitter- und Anodenkette der Phasenumkehrstufe ab.

Die beiden Endstufen haben je acht Pentoden gleichen Typs in ihrer Schaltung. Der Ausgangswiderstand wird durch Breitbandanpaßglieder auf 300 Ω gebracht.

Der Stromversorgungsteil ist sowohl durch einen magnetischen Spannungskonstanthalter als auch durch einen elektronisch stabilisierten Gleichrichter geregelt. Der gesamte Anodenstrom des Verstärkers wird durch ein Milliamperemeter angezeigt und beträgt 0,5 A. Bei Benutzung als unsymmetrischer Ketten-



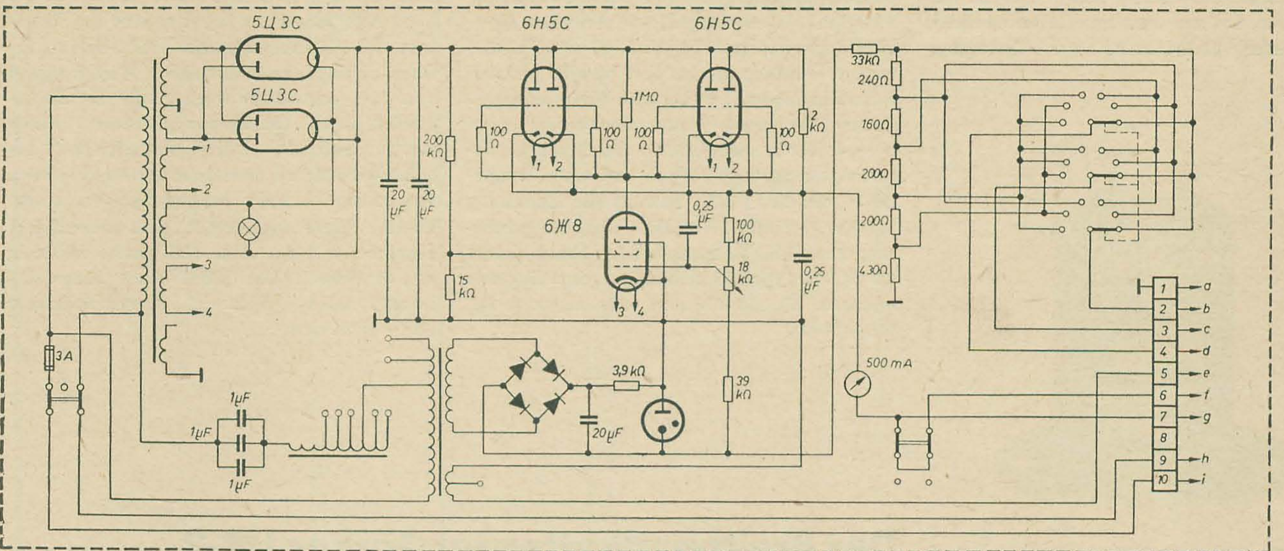


Bild 1: Gesamtschaltbild des Breitbandkettenverstärkers

verstärker wird einfach die Anodenstromzufuhr zu einer Ausgangsstufe unterbrochen. Zur Einstellung der Verstärkung ist ein Stufenspannungsteiler eingebaut, der nach Bild 2 geschaltet ist. Zusammen mit der Baugruppe Stufenteiler ist der Umschalter für den Eingangswiderstand angebracht. Der Dämpfungsteiler ist für einen Wellenwiderstand von 150 Ω dimensioniert. Beide Vorrichtungen sind als Trommelschalter ausgeführt.

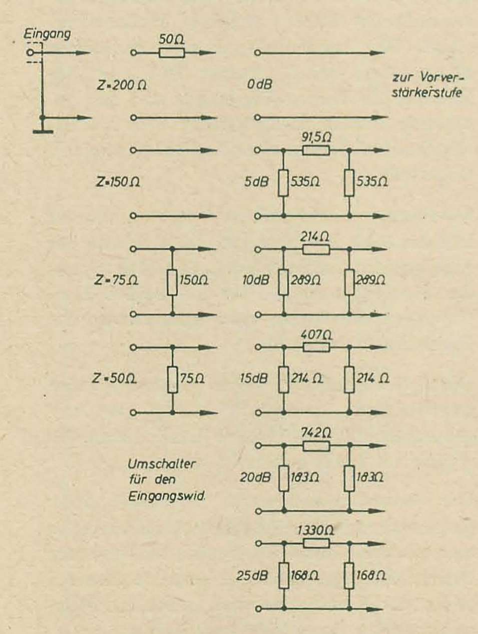


Bild 2: Aufbau des Eingangsspannungsteilers

Transistorschaltungen mit erhöhtem Eingangswiderstand

Für Schaltungen mit Piezogebern, Speicherkapazitäten oder zur Registrierung schwacher Kernstrahlungen müssen Transistorverstärker mit hohem Eingangswiderstand verwendet werden. Meist werden Kollektorbasisstufen verwendet, aber zur Erzielung höherer Eingangswiderstände müssen besondere Schaltungen benutzt werden. Für die einfache Kollektorbasisstufe gilt für den Eingangswiderstand:

$$R_{ein} = \frac{(1 + \beta)\, R_E \cdot R_L}{R_E + R_L}.$$

R_E ist hierbei der im Emitterkreis liegende ohmsche Widerstand und R_L der Lastwiderstand (Eingangswiderstand der folgenden Stufe). Mit β-Werten von $20 \cdots 100$ und $R_E || R_L$ von $1 \cdots 5$ kΩ ergeben sich Eingangswiderstände von $20 \cdots 500$ kΩ. Eine Erhöhung des Eingangswiderstandes ist nun durch Vergrößern von β oder durch Nachschaltung einer hochohmigen zweiten Stufe möglich (hier wird R_L vergrößert). Eine Erhöhung von β auf einen Wert bis 1000 ist mit Hilfe des zusammengesetzten Transistors (Tandemtransistors) möglich, dessen Schaltung Bild 1 zeigt. Beide Wege gestatten jedoch nur eine Erhöhung von R_{ein} auf den Wert von r_c, dem dynamischen Kollektorwiderstand (etwa $0{,}5 \cdots 1$ MΩ). Die im Bild 2 dargestellte Komplementärschaltung ergibt einen Eingangswiderstand von $r_c/2$ unabhängig von R_E und R_L. Will man höhere

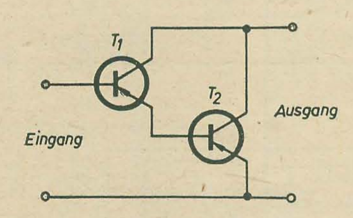


Bild 1: Tandem-Transistorschaltung

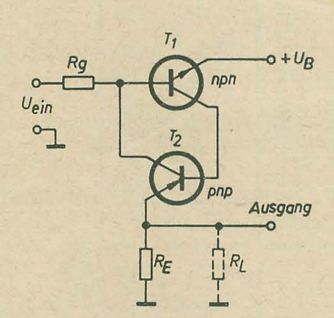


Bild 2: Komplementärschaltung

Eingangswiderstände als r_c erhalten, dann muß man eine Gegenkopplung aus dem Kollektor- in den Emitterkreis vorsehen, wie sie Bild 3 zeigt. Der maximale Eingangswiderstand wird hier:

$$R_{ein,\,max} = \frac{U_{ein}}{I_{r_c}} \quad \text{und} \quad I_{r_c} = \frac{U_{ein} - k_u \cdot U_{ein}}{r_c},$$

damit wird:

$$R_{ein,\,max} = \frac{r_c}{1 - k_u}.$$

Hierbei ist k_u das Verhältnis der Ausgangs- zur Eingangsspannung der Kollektorbasisstufe. Für k_u gilt die Gleichung:

$$k_u = \frac{1}{\left(\frac{1}{R_E} + \frac{1}{R_L}\right)\left(\frac{R_E \cdot R_L}{R_E + R_L} + \frac{R_g}{1 + \beta}\right)},$$

R_g ist der Generatorwiderstand am Eingang. Ein noch höherer Eingangswiderstand ist mit

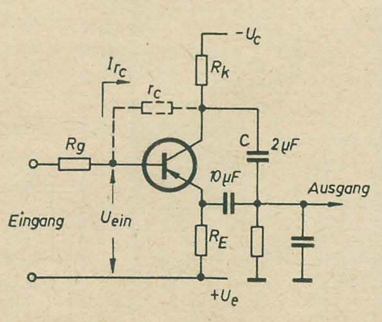


Bild 3: Kollektorbasisstufe mit Gegenkopplung

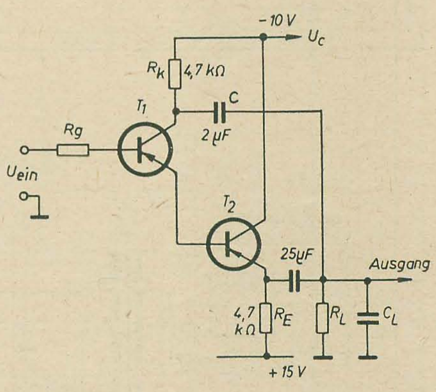


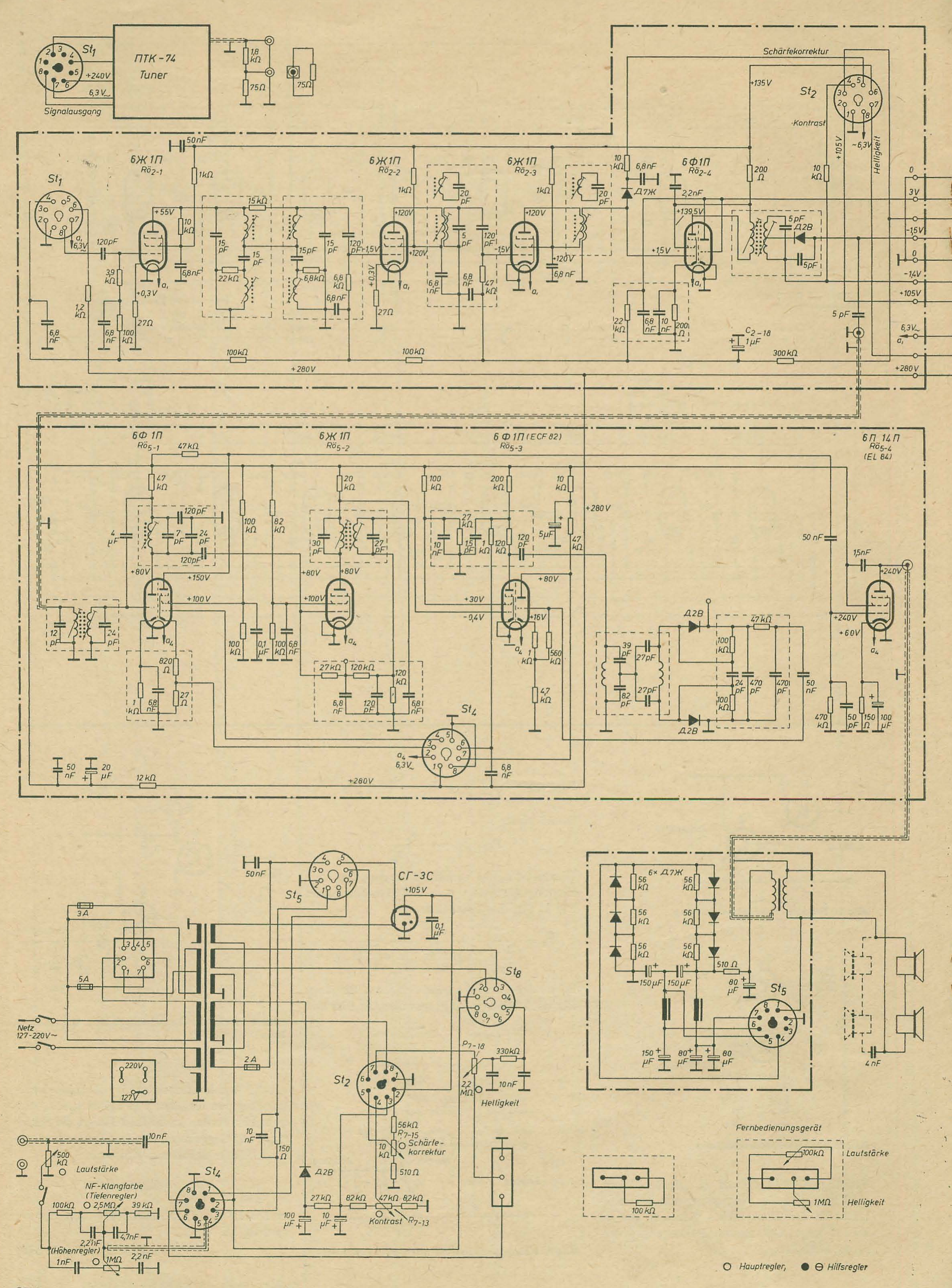
Bild 4: Kollektor-Tandemstufe mit Gegenkopplung

einem Tandemtransistor in Kollektorbasisschaltung zu erzielen, weil bei diesem $k_u \approx 1$ gemacht werden kann. Bild 4 zeigt die Schaltung mit Gegenkopplung. Der Eingangswiderstand dieser Schaltung wird dann:

$$R_{ein} = \beta_1 \cdot \beta_2 \cdot R',$$

wobei R′ die Parallelschaltung von R_E, R_L und R_k ist.

(Fortsetzung auf Seite 378)



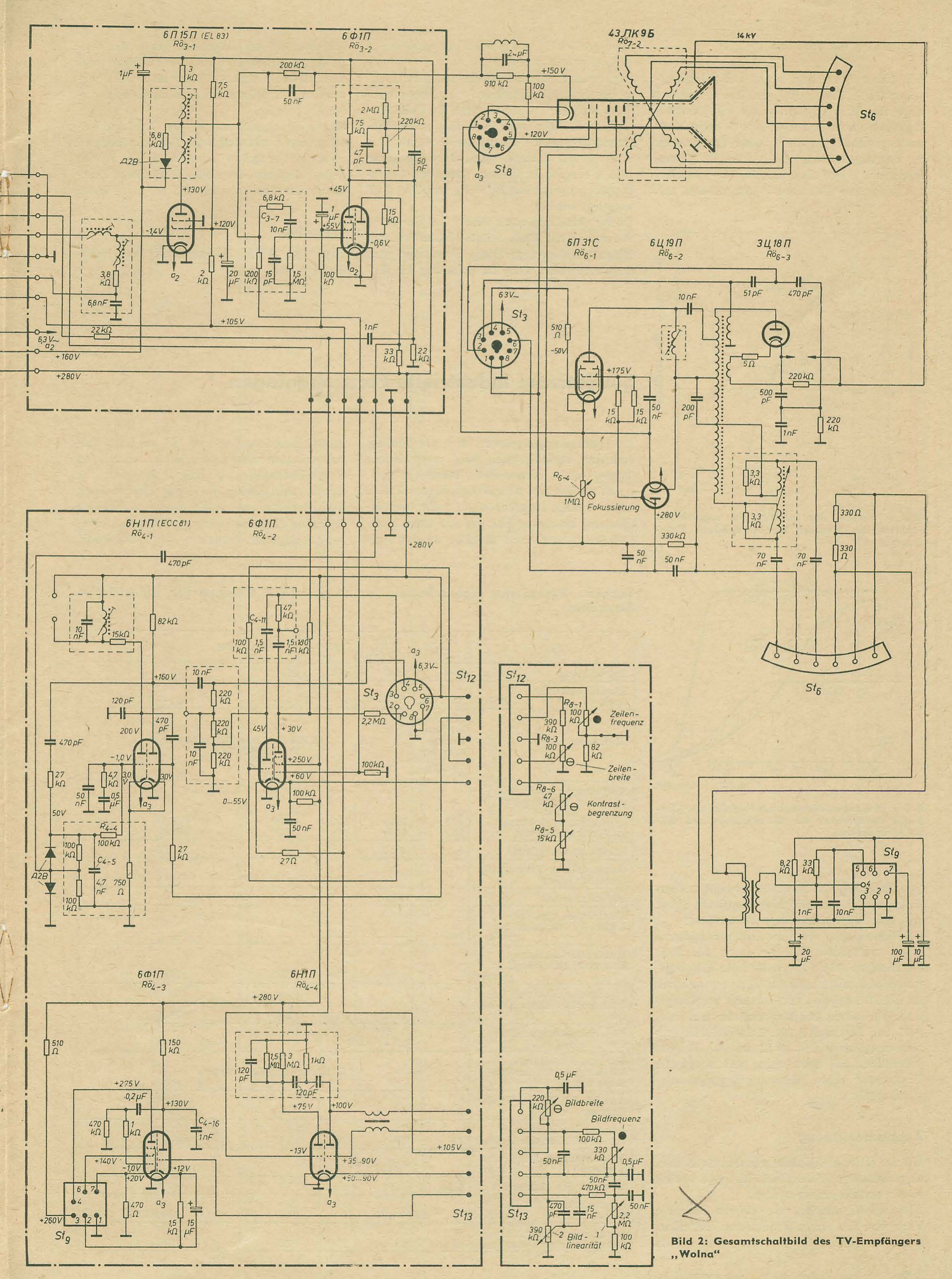


Bild 2: Gesamtschaltbild des TV-Empfängers „Wolna“

(Fortsetzung von Seite 375)

Mit dieser Schaltung lassen sich Eingangswiderstände über 1 MΩ erzielen. Allerdings liegt die obere Grenzfrequenz des Tandemtransistors recht niedrig. Bild 5 zeigt Meßwerte verschiedener sowjetischer Transistoren in Tandemschaltung. Die erzielten Grenzfrequenzen liegen etwa zwischen 1 ··· 10 kHz, mit Ausnahme des Paares P 402, mit dem sich

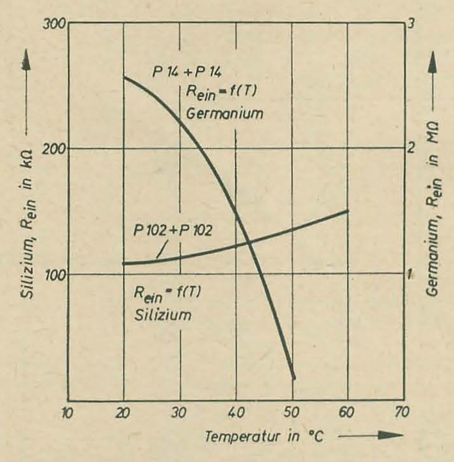


Bild 5: Verlauf des Eingangswiderstandes als Funktion der Frequenz für verschiedene Transistorpaare

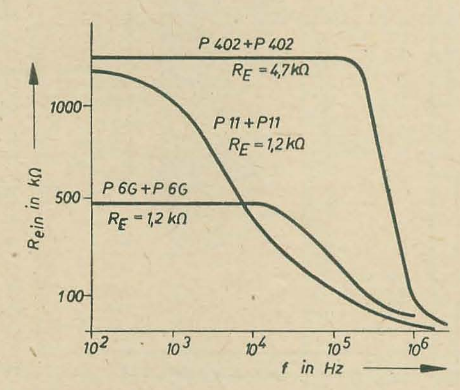


Bild 6: Eingangswiderstand als Funktion der Umgebungstemperatur für Germanium- und Siliziumtransistoren

eine Grenzfrequenz von 100 kHz ergibt. Allerdings besitzt der Diffusionstransistor P 402 eine Schwinggrenzfrequenz von 60 MHz!

Bei Verwendung von Germaniumtransistoren nimmt auf jeden Fall der durch alle diese Schaltungen mühsam erzielte hohe Eingangswiderstand mit steigender Temperatur stark ab. Bild 6 zeigt R_{ein} als Funktion der Temperatur für einen Tandemtransistor aus zwei P 14 und für zwei P 102. Letztere sind Siliziumtransistoren und es ist aus den Kurven ersichtlich, daß diese sogar mit steigender Temperatur einen höheren Eingangswiderstand ergeben.

Zusammenfassung

Mit der einfachen Kollektorbasisstufe können eingangsseitige Widerstände bis etwa 100 kΩ relativ einfach erzielt werden.

Eingangswiderstände von einigen Megohm kann man mit einem stromarmen Kollektorbasisverstärker erreichen, wenn man diesem einen großen R_E und eine weitere hochohmige Kollektorstufe nachschaltet.

Höhere Eingangswiderstände, als es der dynamische Kollektorwiderstand r_c ist, lassen sich nicht erzielen. Je hochohmiger die Kollektorstufe wird, desto mehr beeinflußt r_c den Eingangswiderstand. Eingangswiderstände bis etwa 15 MΩ können nach der Schaltung Bild 4 hergestellt werden, wenn der Gegenkopplungszweig etwa $R_k = R_E$ und $C = 2\,\mu F$ ausgelegt wird.

In der Schaltung nach Bild 2 hat der Lastwiderstand der Stufe keinen Einfluß auf den Eingangswiderstand. Diese Schaltung wird dann empfohlen, wenn die Belastung der Kollektorstufe stark schwankt. Wenn die Umgebungstemperatur über + 40 °C steigt und man Kollektorströme kleiner als 100 μA verwenden will, müssen Siliziumtransistoren verwendet werden.

Der Eingangswiderstand der Tandemschaltung nimmt mit steigender Frequenz ab, und zwar sinkt er auf 30 % des NF-Wertes bei der β-Grenzfrequenz des niederfrequenteren Transistors der Tandemschaltung. *Fischer*

Literatur

Iswestija WUS Radiotechnik a3 (1960) S. 386 ··· 393

Sowjetische industrielle Fernsehanlagen

Im Fertigungsprogramm der sowjetischen Industrie befinden sich fünf verschiedene Typen von industriellen Fernsehanlagen, deren wichtigsten technischen Eigenschaften in der Tabelle angeführt sind. Außer verhältnismäßig einfachen Anlagen mit einer Fernsehkamera und einem Monitor werden auch große Einrichtungen mit bis zu fünf Aufnahmekameras und einer größeren Anzahl von Fernbildschreibern gefertigt. Sie sind für Spezialzwecke, wie z. B. für die Überwachung des Betriebes auf großen Rangierbahnhöfen bestimmt und können den gestellten Anforderungen angepaßt werden. *Miskovski*

Tabelle: Technische Eigenschaften der sowjetischen Anlagen für industrielles Fernsehen

Typ	ПТУ —ОМ1	ПТУ —2М	ПТУ—4	ПТУ—3М	ДТУ
Beleuchtung in lx	250	250	250	30	30
Mindestbeleuchtung in lx	35 ··· 50	35 ··· 50	35 ··· 50	4 ··· 6	4 ··· 6
Bildraster	320 Zeilen ohne Zeilensprung, 50 Bilder/s	625 Zeilen mit Zeilensprung, 25 Bilder/s			
Auflösungsvermögen in mittleren Partien des Bildes / Zeilen in Horizontalrichtung in Vertikalrichtung	450 350	500 450	500 450	550 550	550 550
Bildkantenverhältnis	4 : 3	4 : 3	4 : 3	4 : 3	4 : 3
Geometrische Verzerrung des Bildrasters	max. 3 %				
Nichtlinearität	max. 15 %		max. 20 %		
Maximaler Abstand Kamera / Bildschreiber in m	200	—	—	—	—
Maximaler Abstand Kamera / Betriebsgerät in m		1000	1000	300	300
Maximaler Abstand Betriebsgerät / Bildschreiber in m		1000	1000	1000	1000
Umgebungstemperatur der Kamera in °C	—20 ··· +50			—20 ··· +40	
Maximale relative Luftfeuchtigkeit für die Kamera bei 20 °C	95 % für sämtliche Typen				
Anzahl der Röhren in der Kamera	5	5	5	15	15
Anzahl der Röhren in übrigen Teilen der Anlage	15	30	30	78	—
Abmessungen der Kamera in mm	150 × 150 × 225			280 × 330 × 620	
Gewicht der Kamera in kp	4,5	4,5	4,5	40	40
Abmessungen des Bildschreibers in mm	340 × 360 × 540			427 × 1040 × 1240	850 × 1040 × 1240
Maximale Betriebsdauer ohne Unterbrechung in h	23	23	23	12	12

Moderne sowjetische Analogierechenmaschinen

Die meisten der nachstehend beschriebenen Maschinen waren auf der Allunionsausstellung in Moskau in Funktion zu besichtigen. Man kann daraus ersehen, welche große Aufmerksamkeit man in der SU der modernen Analogierechentechnik schenkt. Es sind sowohl Maschinen mit Röhrenbestückung, als auch solche mit Transistoren vorhanden. Die stückweise Approximation nichtlinearer Funktionen erfolgt sowohl mittels Röhrendioden, als auch mittels Ge- oder Si-Flächengleichrichtern.

Man geht bei den Maschinen zwei Wege hinsichtlich ihres Aufbaues: Für spezielle Anwendungszwecke oder für begrenzte mathematische Operationen baut man alle für die Rechnung erforderlichen Teilgeräte in ein gemeinsames Gehäuse ein und erhält eine Rechenmaschine, deren Umfang nicht erweitert werden kann.

Im Falle der erweiterten Anwendungen baut man die Maschine aus mehreren Grundbausteinen in Blockbauweise zusammen und kann so, z. B. noch beliebig viele Rechenverstärker den bereits vorhandenen zuschalten, wenn es die mathematische Aufgabenstellung erfordert.

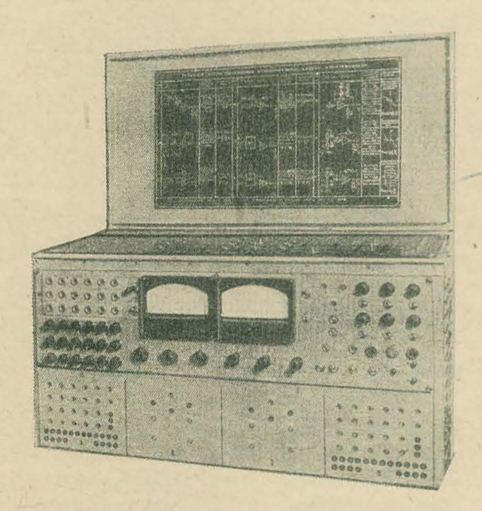


Bild 1: Analogierechenmaschine MH-7

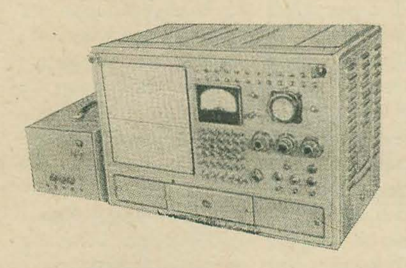


Bild 2: Volltransistorisierte Analogierechenmaschine MH-10

Alle beschriebenen Analogiemaschinen bestehen aus folgenden elektronischen Grundbausteinen:

Operationsverstärker (Gleichstromverstärker)
Integratoren (Gleichstromverstärker mit RC-Glied)

Tabelle: Neue sowjetische Analogierechenmaschinen

Typ	Anwendung	Rechenoperation	Genauigkeit in %	Stromverbrauch in W	Maße in mm	Gewicht in kp	Bemerkungen
ЭИ-12	Integration endlicher Gleichungssysteme elliptischen Typs	1. Werte der Funktion an den Gitterpunkten 2. annähernde Werte des Gradienten der Funktion für die zentralen Punkte des Netzes 3. Schnittpunkte der Isolinien mit den Gitterlinien	2	150	2468 × 915 × 2135	450	
ЭМ-2	Lösung von Differentialgleichungen 6. Ordnung mit vier nichtlinearen Funktionen einer Variablen oder mit vier veränderlichen Koeffizienten	Untersuchung von Regelkreisen mit realen Parametern; Zeitmaßstab bis 200 s	5···10	1000	700 × 550 × 800	60	15 gegengekoppelte Gleichstromverstärker davon sechs Integrationsverstärker
ИПТ-5	Lösung von Differentialgleichungen 9. Ordnung mit konstanten und variablen Koeffizienten	Regelkreisuntersuchung; Zeitmaßstab bis400 s	5	2000	Baukastensystem, 1,6 m^2 Grundfläche	500	18 gegengekoppelte Gleichstromverstärker Typ УПТ-4 (V = 40 000, Δf = 150 Hz)
МНБ-1	Lösung nichtlinearer Differentialgleichungen des Typs $\frac{dx_i}{dt} = F_i(x_1 \cdots x_{12}, t)$	Integration, Eingabe nichtlinearer Funktionen; Zeitmaßstab bis 400 s	5	6000	Baukastensystem, 3 × 1 m Grundfläche	700	Gleichstromverstärker, Summatoren, Integratoren
МН-М	Lösung nichtlinearer Differentialgleichungen des Typs $\frac{dx_i}{dt} = F_i(x_1 \cdots x_6, t)$	Integration, Eingabe nichtlinearer Funktionen; Zeitmaßstab bis 200 s	5	450	Baukastensystem, Grundfläche 0,3 m^2	110 (mit МНБ und И-5)	16 Gleichstromverstärker (V = 40 000, Δf = 1 kHz) 8 Diodenkreise
МН-7	Lösung nichtlinearer Differentialgleichungen des Typs $\frac{dx_i}{dt} = F_i(x_1 \cdots x_6, t)$	Integration, Eingabe nichtlinearer Funktionen; Zeitmaßstab bis 200 s	1	735	Baukastensystem, Grundfläche 0,5 m^2	170	16 Gleichstromverstärker 8 Diodenkreise 4 Multiplikatoren
МН-8	Lösung von nichtlinearen Differentialgleichungen der Form $\frac{dx_i}{dt} = F_i(x_1 \cdots x_n, t)$; $i = 1 \cdots n$	Nachbildung automatischer Regelungen; Zeitmaßstab bis 30 min	—	26 000	Grundfläche 60 m^2, 13 Einzelgestelle	6000	32 Integratoren 48 Summatoren 48 Konstantmultiplikatoren 36 variable Koeffizienten 12 Funktionsmultiplikatoren 10 nichtlineare Blöcke
МН-10	Lösung von nichtlinearen Differentialgleichungen der Form $\frac{dx_i}{dt} = F_i(x_1 \cdots x_6, t)$	Elektronisches Modell für Regelkreisuntersuchungen	5	130	Grundfläche 0,3 m^2	35	24 Transistorgleichstromverstärker 6 nichtlineare Blöcke 6 Funktionsmultiplikatoren
МПТ-9М	Lösung linearer Differentialgleichungen bis zur 16. Ordnung	Integration; Zeitmaßstab 400 s	10	5000	Grundfläche 7000 × 800	1800	48 Gleichstromverstärker 16 Integratoren 48 Konstantmultiplikatoren 48 Funktionsmultiplikatoren

Die Tabelle wird in radio und fernsehen 13 (1961) S. 410 fortgesetzt.

Differentiatoren
Konstantmultiplikatoren
Funktionsmultiplikatoren
Nichtlinearen Blöcken (Diodenkreisen)
Speziellen Funktionsgebern
Stromversorgungseinheiten
Elektronenstrahlanzeigegeräten.

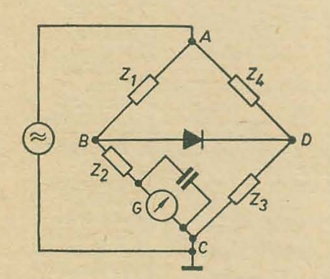
Die Arbeitsweise der Maschinen kann einmalig oder repetierend sein, im letzteren Fall kann auf einem Elektronenstrahlsichtgerät die Kurve der Lösung betrachtet werden. Der Vorgang kann sowohl im natürlichen, als auch im verzögerten oder beschleunigten Zeitmaßstab beobachtet werden. Zur Zeitersparnis kann z. B. bei der Suche nach einer Lösung die Maschine im beschleunigten Zeitmaßstab gefahren werden.

In der Tabelle sind die wichtigsten technischen Daten der sowjetischen Analogiemaschinen dargestellt.

Bild 1 zeigt die konstruktive Form der Maschine MH-7, in der SU „Kleines elektronisches Modell" genannt. Die Maschine gestattet die Lösung nichtlinearer Differentialgleichungen sechster Ordnung. Sie dient vorwiegend zur Nachbildung von Regelungsprozessen, wobei die zu lösende Gleichung nichtlineare Funktionen einer Variablen sowie Produkte zweier Variablen enthalten kann. Die Gesamtzahl derartiger Abhängigkeiten darf die Zahl 4 nicht übersteigen. Die Maschine enthält 16 Operationsverstärker, die die Integration, Differentiation, Summation und Maßstabsänderung durchführen können. Weiterhin sind acht Diodenkreise eingebaut, die eine Nachbildung gewisser Abhängigkeiten gestatten, wie z. B. Luft im Regelkreis, trockene Reibung, Mitnahmegebiete oder Begrenzungen.
Im Bild 2 ist die volltransistorisierte Analogiemaschine MH-10 dargestellt. Sie entspricht in ihrer Aufgabenstellung der Maschine MH-7, gestattet jedoch die Lösung von Gleichungen mit sechs nichtlinearen Abhängigkeiten. Die Maschine enthält 24 transistorisierte Gleichspannungsverstärker und vier Diodenkreise. Das geringe Gewicht und der kleine Stromverbrauch gestatten die Anwendung der Maschine in einem weiten Bereich. Im repetierenden Betrieb kann die Lösungskurve auf dem Elektronenstrahlsichtgerät И-4 oder И-5 betrachtet werden. Die Stromversorgung erfolgt mittels Netzanschlußgerät ЭСВ-10. Von den Zusatzgeräten zu den Analogiemaschinen (Tabelle) ist besonders interessant ein Zeitverzögerer, der aus der Eingangsspannung U(t) eine Ausgangsspannung U(t-τ) erzeugt, wobei τ konstant, jedoch im Bereich von 0,1 ··· 20 s einstellbar ist. Weiterhin wäre noch das Gerät БРБ zu erwähnen, das die Lösung von Integralgleichungen des Fredholmschen- und Volterraschen-Typs in Zusammenarbeit mit einer der beschriebenen Analogiemaschinen gestattet.

Wechselstrombrücke mit geerdetem Eingang und Ausgang

Die gebräuchlichen Brückenschaltungen haben den Nachteil, daß entweder nur Eingang oder Ausgang geerdet werden kann, weil sonst Brückenglieder kurzgeschlossen würden. Dies ist besonders bei Meßbrücken ein Nachteil, bei denen der am Eingang liegende Brückengenerator und der am Ausgang liegende Indikator aus einem gemeinsamen Stromversorgungsteil betrieben werden sollen. Meist wird in solchen Fällen zwischen Generator und Brücke ein Transformator mit erdfreiem Ausgang geschaltet. Nachteilig sind der beschränkte Übertragungsbereich und die Wicklungskapazität, die bei höheren Frequenzen einen Nebenschluß zu den Brückenwiderständen bildet.
Eine Möglichkeit, den Transformator wegzulassen, besteht darin, in die Brückendiagonale, an die der Indikator angeschlossen werden müßte, einen Gleichrichter zu legen.
Der der Brückenspannung im Zweig B—D entsprechende Gleichstrom wird von dem in einem geerdeten Brückenzweig liegenden Galvanometer G oder von einer an dieser Stelle angeschlossenen Anzeigeneinrichtung angezeigt. Voraussetzung ist, daß die Brückenglieder Z_2 und Z_3 für Gleichstrom durchlässig sind.
Eine andere Schaltung benutzt den Gleichrichter als Oberwellengenerator. Der am Fußpunkt C der Brücke liegende Parallelkreis ist auf 2f abgestimmt. Bei nicht abgeglichener Brücke liegt eine Spannung am Schwingkreis, die mit einem Indikator angezeigt und zur Einstellung des Brückenminimums verwendet wird.
Diese beiden Schaltungen haben den Nachteil, daß die Gleichrichter in der Nähe des Brückenminimums wegen der kleinen Eingangsspannung unwirksam werden und ein genauer Abgleich nicht möglich ist.
Dieser Nachteil wird umgangen, wenn man die Brücke nach Bild 2 nicht mit einer, sondern mit zwei Frequenzen speist, die sehr unterschiedlich sein können. Eine dieser Frequenzen (f_1) hat die Größe der gewünschten Meßfrequenz. Beim Abgleich nimmt deren Spannung ab, während für die wesentlich höhere Frequenz (f_2) die Brücke nicht abgeglichen ist und deren Spannung ständig in voller Höhe am Gleichrichter liegt. Der Gleichrichter wirkt als Modulator. An dem auf f_2 abgestimmten Schwingkreis treten bei nicht vollständig abgeglichener Brücke die Frequenzen f_2, $f_2 + f_1$ und $f_2 - f_1$ auf, die einem Gleichrichter zur Rückgewinnung der Frequenz f_1 zugeführt werden. An diesem ist ein Indikatorinstrument zur Anzeige des Brückenminimums angeschlossen.
Für den Fall, daß auch Punkt C der Brücke direkt geerdet werden soll, ist die Schaltung nach Bild 3 angegeben.



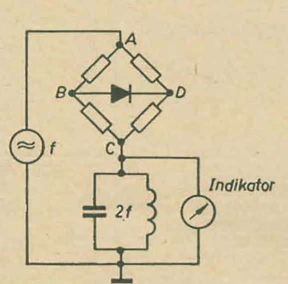


Bild 1: Brücke mit Galvanometer in einem geerdeten Brückenzweig

Bild 2: Oberwellenbildung mit Gleichrichter in der Brückendiagonale BD

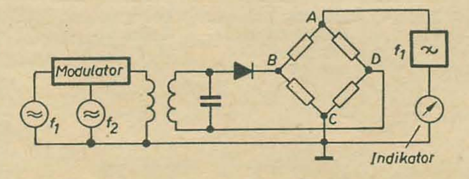


Bild 3: Modulation einer Trägerfrequenz mit der Meßfrequenz und Einspeisung über HF-Transformator

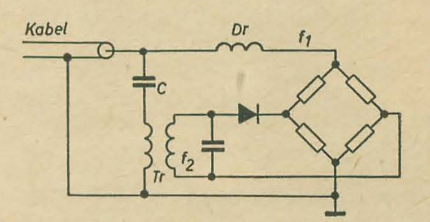


Bild 4: Brückenschaltung für Fernmessungen

Die beiden Frequenzen f_1 und f_2 werden in einem Modulator gemischt und über einen HF-Transformator, dessen Wicklungskapazitäten im Gegensatz zu NF-Übertragern ohne großen Aufwand genügend klein gemacht werden können, der Brücke zugeführt. Der Gleichrichter dient zur Rückgewinnung der Meßfrequenz f_1, die in die erdfreie Diagonale B—D der Brücke eingespeist wird. In der geerdeten Diagonale liegt hinter einem Filter für f_1 der Indikator.
Besonders wird auf die Einsatzmöglichkeit der mit zwei Frequenzen gespeisten Brücke für Fernmessungen hingewiesen. Die beiden Frequenzen werden über ein zweiadriges Kabel, an dessen Ausgang ein Filter zur Trennung der Frequenzen liegt, der Brücke zugeführt.
Der Kondensator C des Filters sperrt die Frequenz f_1 und die HF-Drossel die Frequenz f_2. Für die Summen- und Differenzfrequenz als Abgleichkriterium der Brücke ist keine besondere Leitung notwendig, da diese Frequenzen über das auf f_2 abgestimmte Filter Tr in die Leitung gekoppelt werden. Der Gleichrichter wirkt hier als Modulator. *Wolf*

Nach "Two Signal Bridges" von G. W. Short. Electronic technology 12 (1960) S. 452 ... 455

Gegentaktschaltung mit Transistoren geringer Verlustleistung

HARALD SCHRÖTER

Allmählich sind im Handel die ersten 100-mW-Transistoren erhältlich und hoffentlich auch bald als ausgesuchte Paare für Gegentaktschaltungen. Damit ist es möglich, trotz der geringen Verlustleistung (bei OC 816 max. 50 mW und bei OC 821 etwa 150 mW) im Gegentakt recht beachtliche, für Kleingeräte ausreichende, Ausgangsleistungen zu erzielen (mit 2 OC 816 etwa 100 mW und 2 OC 821 etwa 500 mW).

Der nachfolgende Beitrag vermittelt einige Grundlagen, die man braucht, um eine derartige Schaltung mit für die Praxis ausreichender Genauigkeit berechnen zu können. Da diese Endstufe hauptsächlich in Taschengeräten angewendet wird, ist man bestrebt, sie räumlich so klein wie möglich aufzubauen. Dieses läßt sich nur verwirklichen, wenn entsprechend kleine Trafokerne verwendet werden. Derartige Kerne bestehen jedoch aus hochpermeablen Materialien und sind nicht immer leicht zu beschaffen. Aus diesem Grunde wird man sich häufig auf normales Dynamoblech IV beschränken müssen, da dasselbe leichter erhältlich ist. Wenn man beachtet, daß der Wirkungsgrad von Miniaturlautsprechern ziemlich gering ist, genügt es, wenn man die untere Grenzfrequenz f_u nicht tiefer als die Resonanzfrequenz des Lautsprechers wählt, also etwa 150 Hz. So ist es möglich, mit recht geringen Kernquerschnitten auszukommen. Wenn z. B. 2 OC 816 verwendet werden, kommt man mit M 20 als Treiber- und M 30 als Ausgangstrafo aus (bzw. den entsprechenden EJ-Schnitten), wie nachfolgende Rechnung beweisen wird.

Zur Berechnung der Schaltung muß man sich zuerst über die Höhe der Betriebsspannung U_B klar werden. Ratsam ist es, sechs Monozellen zu je 1,5 V, also 9 V zu verwenden. Da die Batteriespannung bei längerem Betrieb abnimmt, ist es zweckmäßig, bei der Berechnung nur 7,5 V anzusetzen. Die noch benötigte Kollektorverlustleistung erfährt man aus den Datenblättern. Wenn die maximale Verlustleistung bei der Berechnung angesetzt wird, ergibt sich zwangsläufig ein hoher Kollektorstrom. Die daraus resultierende Erwärmung der Transistoren würde Kühlflächen bedingen. Um dieses zu vermeiden, lege man der Berechnung nur etwa $^3/_5$ der angegebenen Verlustleistung zugrunde. Zur Berechnung des Arbeitswiderstandes zwischen beiden Kollektoren (R_{CC}) benötigt man die Betriebsspannung $U_B = 7{,}5$ V und die Verlustleistung $P_v = 30$ mW. Nach folgender Gleichung erhält man:

$$R_{CC} = \frac{0{,}4 \cdot U_B^2}{P_V} \approx 750\,\Omega\,. \qquad (1)$$

Um die Ausgangsleistung P_a zu errechnen, braucht man den Kollektorstrom I_C. Zuerst errechnet man den Kollektorstrom für Vollaussteuerung I_{Cs}:

$$I_{Cs} \approx \frac{4 \cdot U_B}{R_{CC}} \approx 40\,\text{mA}\,. \qquad (2)$$

Hierzu wird die Kollektorrestspannung $U_{C\,rest} \approx 0{,}4$ V ermittelt. Jetzt ist es möglich I_{Cs} genauer zu errechnen:

$$I_{Cs} = \frac{4\,(U_B - U_{C\,rest})}{R_{CC}} \approx 38\,\text{mA}\,. \qquad (3)$$

Als mittlerer Kollektorstrom I_{Cm} ergibt sich:

$$I_{Cm} = \frac{1}{\pi} \cdot I_{Cs} \approx 12\,\text{mA}\,. \qquad (4)$$

Die Spannung von Kollektor zu Kollektor für Vollaussteuerung U_{CCs} beträgt:

$$U_{CCs} = 2\,(U_B - U_{C\,rest}) \approx 14{,}2\,\text{V}. \qquad (5)$$

Hieraus ist die Ausgangsleistung P_a zu errechnen:

$$P_a = \frac{2\,(U_B - U_{C\,rest})^2}{R_{CC}} \approx 130\,\text{mW}\,. \qquad (6)$$

Aus diesen Werten berechnet man den Ausgangstrafo. Die Primärinduktivität L_{CC} zwischen beiden Kollektoren ergibt sich wie folgt:

$$L_{CC} \geq \frac{R_{CC}}{2 \cdot \pi \cdot f_u} \approx 0{,}8\,\text{H}\,. \qquad (7)$$

Das Übersetzungsverhältnis ergibt sich aus R_{CC} und der Lautsprecherimpedanz R_L. Dieselbe beträgt normalerweise 8 Ω. Ist die Impedanz nicht angegeben, kann man sie ermitteln, indem man den Ohmschen Widerstand der Schwingspule mit dem Faktor 1,25 multipliziert. Das Übersetzungsverhältnis ü ergibt sich wie folgt:

$$ü = \frac{w_1}{w_2} \approx 0{,}9 \cdot \sqrt{\frac{R_{CC}}{R_L}} \approx 8{,}7\,. \qquad (8)$$

Der Eisenquerschnitt des zu verwendenden Kerns für die errechnete Leistung ergibt sich aus folgender Gleichung:

$$F_e = 18 \cdot \sqrt{\frac{P_a}{f_u}} \approx 0{,}5\,\text{cm}^2\,. \qquad (9)$$

Der Kernquerschnitt des M 30 beträgt 0,53 cm² und ist somit geeignet. Die Primärwindungszahl errechnet sich aus der Induktivität einer Windung des geeigneten Kernes (für M 30 = $9 \cdot 10^{-4}$ H) und der geforderten Primärinduktivität:

$$w_1 = \frac{L_{CC}}{L/w} \approx 900\,\text{Wdg.} \qquad (10)$$

Die Windungszahl jeder „Kollektorwicklung" ist die Hälfte von w_1, also 450 Windungen. Für die Sekundärwindungszahl ergibt sich aus w_1 und ü:

$$w_2 = \frac{w_1}{ü} \approx 100\,\text{Wdg.} \qquad (11)$$

Die Drahtstärke ist möglichst groß zu wählen, damit der Ohmsche Widerstand gering gehalten wird.

Für den Ausgangstrafo ergeben sich folgende Werte:

Primärseite: R_{CC} = 750 Ω
L_{CC} = 0,8 H
w_1 = 2×450 Wdg. (0,14 CuL)

Sekundärseite: w_2 = 100 Wdg. (0,35 bis 0,4 CuL)

bei: U_B = 7,5 V
U_{CC} = 14,2 V
I_{Cm} = 12 mA
I_{Cs} = 38 mA
P_a = 130 mW
ü = 8,7

Die Treiberstufe muß die Steuerleistung für die Endstufe und die Verluste im Treibertrafo aufbringen. Die gesamte Leistung liegt bei maximal 5 mW. Für den Treibertrafo werden in der Praxis Werte für das Übersetzungsverhältnis von 3 bis 4 angenommen. Eine genaue Berechnung ist sehr umständlich und wird, im Rahmen des Beitrages, nicht durchgeführt.

Für die oben genannte Leistung genügt ein Kern in der Größe des M 20 vollkommen. Kleinere Kerne zu verwenden ist nicht ratsam, da sonst beim Wickeln mit den dazu nötigen geringen Drahtstärken Schwierigkeiten auftreten. Am besten geht man so vor, daß man einen Kollektorwiderstand R_C von ungefähr 1 kΩ annimmt. Dieser Wert ist noch recht bequem realisierbar. Aus diesem Widerstand und der Betriebsspannung läßt sich dann der entsprechende Kollektorstrom, der durch den Basisspannungsteiler einzustellen ist, errechnen.

Die Primärinduktivität für den Treibertrafo ergibt sich aus der Gleichung:

$$L_C = \frac{R_C}{2 \cdot \pi \cdot f_u} \approx 1\,\text{H}\,. \qquad (12)$$

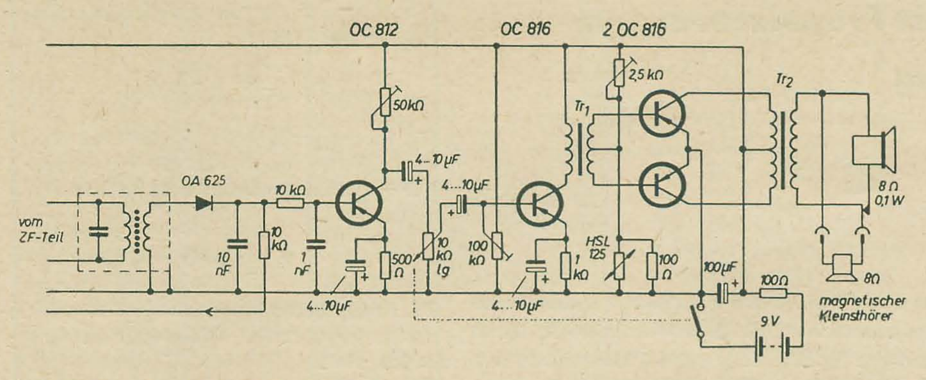
Für 1 H ergibt sich für den Kern M 20 nach Gleichung (10) bei einer Induktivität pro Windung von $8 \cdot 10^{-4}$ H eine Windungszahl von etwa 1450. Bei einem Übersetzungsverhältnis ü von 3,5/1 + 1 ergeben sich für die beiden Sekundärwicklungen nach Gleichung (11) aus der Primärwindungszahl w_1 und ü je 415 Windungen.

Der Treibertrafo hat jetzt folgende Werte:

Primärseite: L_C = 1 H
R_C = 1 kΩ
w_1 = 1450 Wdg. (0,07 CuL)

Sekundärseite: 2×415 Wdg. (0,1 CuL)
bei: ü = 3,5/1 + 1

Jetzt ist nur noch der einzustellende Kollektorstrom I_C zu errechnen, bei dem der Treibertransistor mit einer Leistung von 5 mW arbeitet.



Vollständiges Schaltbild der Gegentaktstufe

I_C ergibt sich aus folgender Beziehung:

$$I_C = \frac{U_C}{R_L}; \quad R_L = \frac{U_C}{I_C}. \qquad (13a, b)$$

Die Kollektorspannung U_C ist:

$$U_C = U_B - I_C (R_E + R_-). \qquad (14)$$

R_E ist der Emitterwiderstand des Treibertransistors und R_- der Ohmsche Widerstand von w_1 des Treibertrafos. R_E ist mit $1 \cdots 1{,}5\,k\Omega$ anzunehmen. R_- läßt sich wie folgt ermitteln:

$$R_- = \varrho \cdot \frac{l_D}{S} = \frac{w_1 \cdot l_m \cdot \varrho}{d^2 \cdot \pi/4} \approx 250\,\Omega.$$

Hierbei bedeuten: l_m die mittlere Windungslänge (für M 20 = 3,7 cm), d den Durchmesser des verwendeten Drahtes und den spezifischen Kupferwiderstand

$$\left(\varrho = 0{,}01786\,\Omega \cdot \frac{mm^2}{m}\right).$$

l_m wird in Metern und d in Millimetern eingesetzt.

R_- und R_E in (14) eingesetzt ergeben:

$$U_C = 7{,}5 - I_C \cdot 1250,$$

wenn R_E mit 1 kΩ angenommen wird.

Diesen Wert in (13b) eingesetzt:

$$R_L = 1000 = \frac{7{,}5 - I_C \cdot 1250}{I_C}.$$

Nach I_C aufgelöst, ergibt das einen Kollektorstrom:

$$I_C = \frac{7{,}5}{2250} \approx 3\,mA.$$

Der Treibertransistor ist also mittels des Basisspannungsteilers auf einen Kollektorstrom von etwa 3 mA einzustellen.

Eine derart berechnete Endstufe hat sich, mit einer weiteren Vorstufe versehen, in einem Transistorsuper bewährt. Das Schaltbild der Gegentaktstufe zeigt unser Bild.

In der Vorstufe verwendet man am besten einen OC 812 oder besser den OC 814. Als Treibertransistor läßt sich prinzipiell jeder Typ verwenden. Mit dem Trimmpotentiometer von 100 kΩ läßt sich der errechnete Strom I_C einregeln. Auf eine Berechnung der Basiswiderstände in der Gegentaktstufe wurde ebenfalls verzichtet und übliche Werte gewählt. Hier wird mit dem Trimmpotentiometer ebenfalls der errechnete Wert eingestellt. Der temperaturabhängige Widerstand ist in der Nähe der Transistoren anzubringen. Nur so kann einer eventuellen Zerstörung der Transistoren durch zu hohe Temperaturen wirksam begegnet werden. Mit steigender Temperatur wird der Widerstand des Heißleiters geringer, demzufolge wird die an ihm abfallende Basisspannung geringer und dadurch der hochlaufende Kollektorstrom heruntergeregelt. Zweckmäßig ist es, die Ausgangstransistoren am Lautsprecherchassis oder am Ausgangstrafo zwecks guter Wärmeableitung anzubringen. Als Heißleiter wurde ein HLS 125 vom VEB Keramische Werke Hermsdorf verwendet. Durch die Kombination von 100 µF, 100 Ω in der Minuszuleitung werden eventuelle Rückwirkungen auf die Vorstufen bei Batteriespannungsschwankungen verhindert.

Soll die Endstufe mit 2 OC 821 bestückt werden, so braucht man nur den Ausgangstrafo zu ändern. Es muß der höheren Leistung entsprechend ein größerer Kernquerschnitt verwendet werden.

Beim Herstellen der Trafos ist zu beachten, daß die Kerne wechselseitig geschichtet werden. Der Treibertrafo wird so ausgeführt, daß die eine Hälfte von w_2 innen und die andere Hälfte außen gewickelt wird; w_1 wird in die Mitte gewickelt. Beim Ausgangstrafo verfährt man analog.

Literatur

Telefunken Laborbuch; Franzis Verlag, München (1958) S. 357 ··· 382

Netzanschluß für den Taschenempfänger „Sternchen"

Als Ergänzung des Artikels in radio und fernsehen 2 (1961) S. 46 „Sternchen mit äußerer Stromquelle" soll den interessierten Lesern die Bauanleitung eines Netzanschlußgerätes für diesen Empfänger angegeben werden.

Als Bauteile wurden verwendet:

1 doppelpoliger Ausschalter

1 Sicherungshalter mit Feinsicherung 20 mA

1 Heiztransformator M 42
P: 220 V, 4600 Wdg., 0,09 mm ∅ CuL
S: 13 V, 300 Wdg., 0,37 mm ∅ CuL

1 Trockengleichrichter (zwei Selenplatten 18 mm ∅)

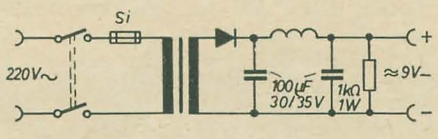
2 Miniaturelkos 100 µF 30/35 V

1 Drosselspule (Kopfhörerspule 250 Ω ohne Eisenkern oder ohmscher Widerstand)

1 Schichtwiderstand 1 kΩ 1 W

1 Netzanschlußkabel

Der Aufbau wurde auf einer Pertinaxplatte vorgenommen und der ganze Netzteil in einem Gehäuse untergebracht, dessen Maße denen des „Sternchen" entsprechen.



Schaltbild

Um beim Anschluß eine falsche Polung zu vermeiden, wurde parallel zu dem Anschlußclip des Empfängers eine etwa 15 cm lange Anschlußleitung angelötet und an deren Ende eine Anschlußplatte befestigt. (Diese zusätzliche Leitung läßt sich auch bei Batteriebetrieb noch gut im Gerät unterbringen.) Auf die Grundplatte wurde ebenfalls eine Anschlußplatte montiert und wie bei der Batterie gepolt, so daß ein falscher Anschluß ausgeschlossen ist.

Wie aus dem Schaltbild zu ersehen ist, entspricht die Wirkungsweise einer Einweg-Gleichrichterschaltung. Der 1-kΩ-Belastungswiderstand begrenzt die vom Netzteil gelieferte Spannung auf etwa 9 V und dämpft schädliche Spannungsspitzen.

Das hier beschriebene „Sternchen" mit dem Zusatzgerät arbeitet bereits über ein Jahr ohne jede Störung.

Der Beitrag soll zeigen, wie man mit einfachen Mitteln ein Netzanschlußgerät für das „Sternchen" bauen kann. Da es noch andere Möglichkeiten gibt, z. B. als Gleichrichter eine Brückenschaltung zu verwenden, im Ausgang anstelle des 1-kΩ-Widerstandes ein Potentiometer einzubauen und zur Ableitung der HF einen 10-nF-Kondensator parallel zum Gleichrichter zu schalten, sei nur noch erwähnt.

W. Duda

TRANSISTORTECHNIK 20

Ing. MANFRED PULVERS

Obwohl sich der in radio und fernsehen 10 (1961) S. 315 ··· 316 beschriebene Leistungs-A-Verstärker durch seine Einfachheit und Unkompliziertheit auszeichnet, wird er doch verhältnismäßig wenig angewendet. Der Grund hierfür liegt darin, daß bei großer Aussteuerung die Verzerrungen unangenehm in Erscheinung treten, der Wirkungsgrad gering ist und das diese Schaltung einen hohen Ruhestromverbrauch aufweist, was besonders bei batteriegespeisten Transistorgeräten von großer Bedeutung ist. Bemerkenswert ist außerdem, daß die Ausgangsleistung eines A-Verstärkers durch die mit einer begrenzt hohen Leistung zur Verfügung stehenden Transistoren bestimmt wird.

Günstiger werden die Verhältnisse vor allem in bezug auf die Verzerrungen, wenn man eine Schaltung anwendet, bei der zwei in ihren Kennlinien übereinstimmende Transistoren im Gegentakt-A-Betrieb arbeiten. Allerdings verbraucht auch dieser Gegentakt-A-Verstärker einen hohen Ruhestrom.

Gegentakt-B-Verstärker

Der B-Betrieb ist dadurch gekennzeichnet, daß der Arbeitspunkt A auf der Widerstandsgeraden im Ausgangskennlinienfeld bei einem sehr kleinen Kollektorstrom I_C liegt (siehe Bild 98), wodurch sich ein kleiner Ruhestromverbrauch ergibt. Dies bedeutet jedoch, daß

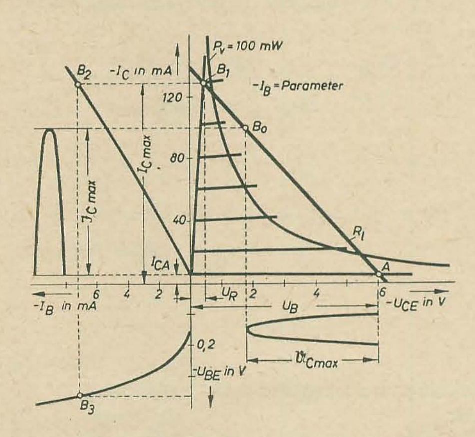


Bild 98: Kennlinienfeld, Angabe des Arbeitspunktes für B-Betrieb

der Transistor jeweils nur während einer halben Periode arbeitet, weshalb eine Gegentaktschaltung, bestehend aus zwei gleichen Transistoren erforderlich ist, in der das ganze Eingangssignal (beide Halbwellen) verarbeitet werden kann.

Bild 99 zeigt die prinzipielle Schaltung eines Gegentakt-B-Verstärkers. Die beiden Transistoren sind so geschaltet, daß ihre Emitter an der Plusspannung und die Kollektoren über je eine Wicklungshälfte eines gemeinsamen Ausgangsübertragers $Ü_2$ an der Minusspannung der Stromquelle liegen. Der Ausgang von $Ü_2$ ist mit dem Arbeitswiderstand R_A (z. B. Lautsprecher) abgeschlossen. Der am Eingang der Schaltung angeordnete Eingangsübertrager $Ü_1$, dessen Sekundärwicklung aus zwei gleichen Wicklungshälften besteht, hat die Aufgabe, das Eingangssignal $\mathfrak{U}_e$ den beiden Transistoreingängen zuzuführen. Dem Mittelabgriff M der Sekundärwicklung wird mit Hilfe des Spannungsteilers R_1, R_2 die zur Einstellung des gewünschten Arbeitspunktes erforderliche Basis-Emitter-Gleichspannung $U_{BE\,1} = U_{BE\,2}$ zugeführt. In jedem Basiskreis wird dieser Gleichspannung das über $Ü_1$ trans-

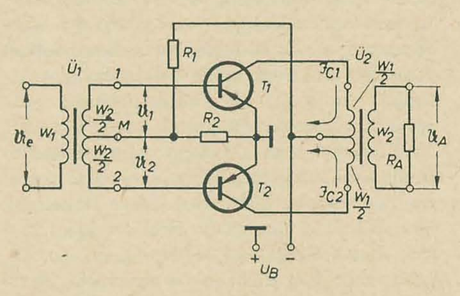


Bild 99: Schaltung eines Gegentakt-B-Verstärkers

formierte Eingangssignal überlagert. Nach Bild 98 liegt der Arbeitspunkt A im Ausgangskennlinienfeld nahe der Spannungsachse. Im Ruhezustand fließt der kleine Kollektorstrom I_{CA}. Sieht man vom Spannungsabfall des Wicklungswiderstandes der im Kollektorkreis eines Transistors liegenden Wicklung $\frac{w_1}{2}$ ab, so liegt an den beiden Kollektoren praktisch die gesamte Spannung U_B.

$$U_{CEA} = U_{CE\,1} = U_{CE\,2} \approx U_B.$$

Die Aussteuerung auf der Widerstandsgeraden im Ausgangskennlinienfeld kann maximal bis zum Punkt B_1 vorgenommen werden. Überträgt man den Arbeitspunkt A in das Eingangskennlinienfeld, so liegt dieser dort praktisch im Ursprung der Kennlinie. Dem Punkt B_1 entspricht hier B_3. Daraus ist zu ersehen, daß die Aussteuerung eines Transistors dieser Gegentaktschaltung mit einer negativen Halbwelle der Eingangsspannung vorgenommen wird. Wie Bild 98 zeigt, ist ein solcher Fall mit der Aussteuerung bis zum Punkt B_0 gezeigt. Demnach arbeitet die gesamte Schaltung nur dann wunschgemäß, wenn dafür gesorgt wird, daß die beiden Eingänge der Transistoren von jeweils einer Halbwelle des Eingangssignals ausgesteuert werden. Die beiden Spannungen $\mathfrak{U}_1$ und $\mathfrak{U}_2$, die sich auf den Punkt M beziehen, müssen demzufolge in ihrer Phasenlage 180° gegeneinander verschoben sein. Diese Phasenverschiebung besorgt der Eingangsübertrager $Ü_1$. Veranschaulicht werden die Strom- und Spannungsverhältnisse der Schaltung durch Bild 100. Die Darstellungen a und b zeigen die in Gegenphase liegenden Sekundärspannungen $\mathfrak{U}_1$ und $\mathfrak{U}_2$ der beiden Wicklungshälften des Eingangsübertragers. Entsprechend den Darstellungen c und d steuern die negativen Halbwellen von $\mathfrak{U}_1$ und $\mathfrak{U}_2$ die Kollektorströme der beiden Transistoren. Die an jeder Basis wirksame positive Halbwelle verändert den Kollektorstrom so geringfügig, daß dieser Vorgang vernachlässigt werden kann. Im Ausgangsübertrager werden durch entsprechende Schaltung der primären Wicklungshälften die beiden Kollektorströme $\mathfrak{I}_{C1}$ und $\mathfrak{I}_{C2}$ gewissermaßen zusammengesetzt, sodaß am Arbeitswiderstand R_A das vollständige jedoch verstärkte Eingangssignal erscheint (Darstellung e). Bild 101 zeigt diese Zusammenhänge in einer anderen leicht verständlichen Darstellung.

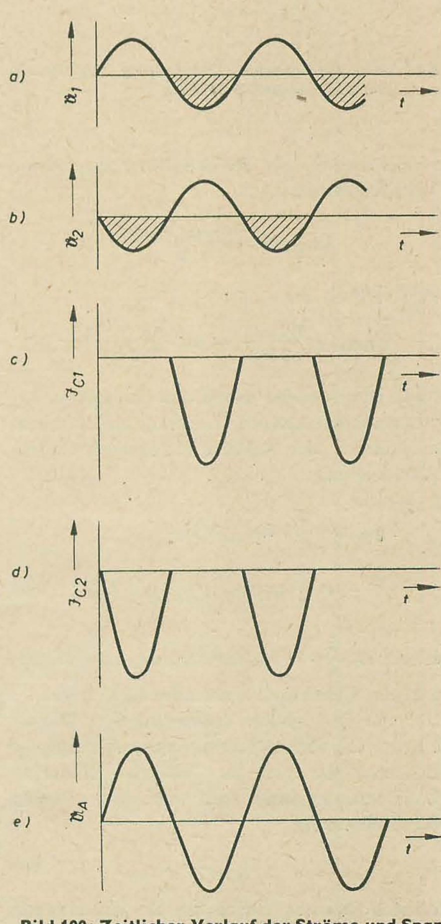


Bild 100: Zeitlicher Verlauf der Ströme und Spannungen am Ein- und Ausgang der Gegentaktstufe

Rechnerische Behandlung der Gegentakt-B-Stufe

Nach Bild 98 ist bei sinusförmiger Aussteuerung der Scheitelwert des Kollektorstromes:

$$\mathfrak{I}_{C\max} = m\,(I_{C\max} - I_{CA}) \qquad (85)$$

und der Scheitelwert der Kollektorspannung

$$\mathfrak{U}_{C\max} = m\,(U_B - U_R). \qquad (86)$$

Hierbei gibt m den Grad der Aussteuerung an. Wird diese bis zum Arbeitspunkt B_1 vorgenommen, so ist $m = 1$ und in allen anderen Fällen $0 \leq m < 1$. Ferner ist der wirksame Lastwiderstand R_l, der als reell angenommen wird:

$$R_l = \frac{\mathfrak{U}_{C\max}}{\mathfrak{I}_{C\max}}. \qquad (87)$$

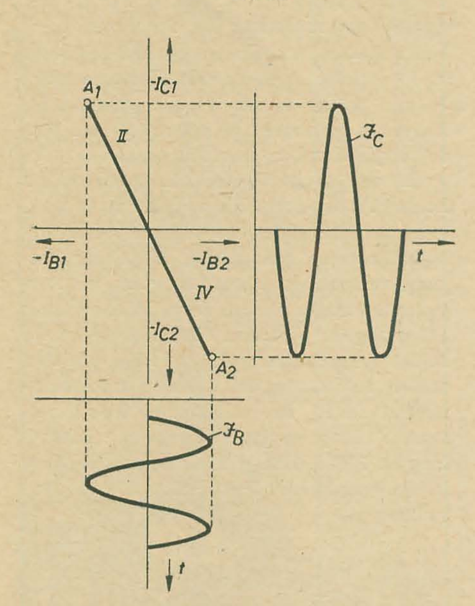


Bild 101: Vereinfachte Darstellung zur Erklärung des Gegentakt-B-Betriebes

Damit wird die von der Schaltung abgegebene Wechselleistung:

$$\mathfrak{P}_{C\,ges} = \frac{\mathfrak{U}_{C\max} \cdot \mathfrak{I}_{C\max}}{2}$$

oder auch

$$\mathfrak{P}_{C\,ges} = \frac{\mathfrak{U}_{C\max}^2}{2\,R_l} = m^2\,\frac{(U_B - U_R)^2}{2\,R_l}.$$

Sieht man von der durch den Ruhestrom I_{CA} verursachten (kleinen) Leistung ab, so ergibt sich die von der Batterie abgegebene Gleichstromleistung:

$$P_{B\,ges} = \frac{2}{\pi} \cdot \mathfrak{I}_{C\max} \cdot U_B$$

$$= \frac{2}{\pi}\,m\,(I_{C\max} - I_{CA}) \cdot U_B. \qquad (89)$$

Hierin ist $\frac{2}{\pi} \cdot \mathfrak{I}_{C\max}$ der arithmetische Mittelwert des Kollektorstromes über eine Periode. Die von den beiden Transistoren in Wärme umgesetzte Verlustleistung ergibt sich aus der Differenz der von der Batterie gelieferten Gleichstromleistung und der abgegebenen Wechselleistung.

$$P_{C\,ges} = P_{B\,ges} - \mathfrak{P}_{C\,ges}. \qquad (90)$$

Werden in diese Gleichung die Gleichungen (88) und (89) eingesetzt, so ergibt sich:

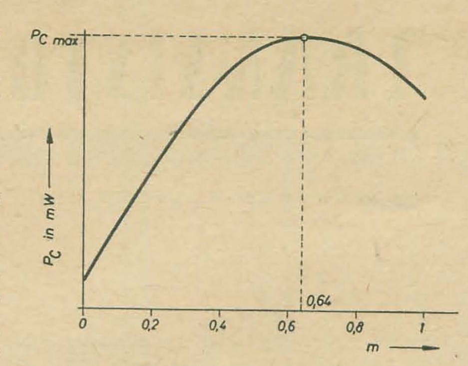


Bild 102: Kollektorverlustleistung in Abhängigkeit von der Aussteuerung m

$$P_{C\,ges} = \frac{2}{\pi}\,m\,(I_{C\max} - I_{CA})\,U_B$$

$$- m^2\,\frac{(U_B - U_R)^2}{2\,R_l}. \qquad (91)$$

Damit ist die Kollektorverlustleistung für einen Transistor

$$P_C = \frac{P_{C\,ges}}{2} = \frac{m}{\pi}\,(I_{C\max} - I_{CA})\,U_B$$

$$- m^2\,\frac{(U_B - U_R)^2}{4 \cdot R_l}. \qquad (92)$$

Nach dieser Beziehung ist die Kollektorverlustleistung abhängig vom Grad der Aussteuerung m. Es ist leicht einzusehen, daß im Ruhezustand, wenn keine Aussteuerung stattfindet ($m = 0$), die Verlustleistung entsprechend dem Arbeitspunkt A sehr klein ist. Im Bereich $0 \leq m \leq 1$ steigt mit wachsendem m die Verlustleistung bis zu einem Maximum, um dann wieder abzufallen. Diese Beziehung ist im Bild 102 dargestellt. Erklären kann man sich dieses Verhalten, in dem man den Arbeitspunkt A in Richtung B verschiebt. Hierbei steigt unabhängig davon, ob die Widerstandsgerade die Verlusthyperbel schneidet oder nicht, die Verlustleistung an und fällt dann in der Nähe des Punktes B wieder ab. Ähnlich liegen die Verhältnisse bei sinusförmiger Aussteuerung. Jedoch ist dabei zu beachten, daß nach jeder Aussteuerung die Pause einer halben Periode folgt, sodaß hierdurch eine gewisse Abkühlung des Halbleitermaterials stattfindet. Damit ist auch zu erklären, daß die durch die Lage der Widerstandsgeraden R_l (Bild 98) eintretende Überlastung zulässig ist.

Das Maximum der Kollektorverlustleistung findet man durch Differentation der Gl. (92), indem man

$$\frac{d\,P_C}{d\,m} = 0$$

setzt.

Es ergibt sich somit:

$$m_{(P_{C\max})} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{U_B}{U_B - U_R}. \qquad (93)$$

Ist $U_B \gg U_R$, so ergibt sich $m = 0{,}64$ (siehe Bild 102).

Da im praktischen Betrieb die Aussteuerung jeden beliebigen Wert im Bereich $0 \leq m \leq 1$ annehmen kann, muß die Schaltung für den Aussteuerungsgrad m ausgelegt werden, bei dem die größte Kollektorverlustleistung auftritt. Diese findet man, indem Gl. (93) in Gl. (92) eingesetzt wird.

$$P_{C\max} = \frac{2}{\pi^2}\,(I_{C\max} - I_{CA})\,\frac{U_B^2}{U_B - U_R}$$

$$- \frac{1}{\pi^2} \cdot \frac{U_B^2}{(U_B - U_R)^2} \cdot \frac{(U_B - U_R)^2}{R_l},$$

$$= \frac{2}{\pi^2} \cdot \frac{U_B^2}{R_l} - \frac{1}{\pi^2} \cdot \frac{U_B^2}{R_l},$$

$$P_{C\max} = \frac{U_B^2}{\pi^2 \cdot R_l}, \qquad (94)$$

Da die maximale Verlustleistung vom Hersteller angegeben wird, ergibt sich aus dieser Beziehung bei gegebener Speisespannung U_B der Arbeitswiderstand R_l eines Kollektorkreises:

$$R_l = \frac{U_B^2}{\pi^2 \cdot P_{C\max}}. \qquad (95)$$

Damit ergibt sich auch der maximale Kollektorstrom eines Transistors:

$$I_{C\max} = \frac{U_B - U_R}{R_l}. \qquad (96)$$

Dieser muß gleich oder kleiner sein, als der vom Hersteller angegebene maximal zulässige Kollektorstrom.

Der Wirkungsgrad η der Schaltung ergibt sich aus:

$$\eta = \frac{\mathfrak{P}_{C\,ges}}{P_{B\,ges}} = \frac{m^2\,(U_B - U_R)^2}{2\,R_l \cdot \frac{2}{\pi}\,m \cdot U_B\,(I_{C\max} - I_{CA})},$$

$$\eta = \frac{\pi}{4}\,m \cdot \frac{U_B - U_R}{U_B}, \qquad (97)$$

für $m = 1$ und für $U_B \gg U_R$ wird $\eta = 0{,}78$.

Wird fortgesetzt

Die Anwendung von gedruckten Schaltungen durch den Amateur

KLAUS SCHLENZIG

Schon einmal wurden dem Amateur an dieser Stelle Anregungen gegeben, wie auch er an der modernen Technik teilhaben kann [1]. In ähnlicher Lage befindet sich oft der Entwickler im Labor. Beide müssen sich — der eine wegen seiner begrenzten Mittel, der andere auf der Suche nach neuen Möglichkeiten — bei der Verwirklichung ihrer Ideen teilweise von bekannten Wegen lösen. Wie vielfältig verwendbar dabei gerade Leiterplattenhalbzeug sein kann, das sollen die folgenden Ausführungen zeigen. Die benötigten Mengen sind dabei so klein, daß sich auch das winzigste Abfallstück verwenden läßt.

Grenzen der zweidimensionalen Leiterplattentechnik

Die Hauptgrenze für die Verwendbarkeit einer einzelnen Leiterplatte stellt zweifellos die im Gerät verfügbare Fläche dar. In der Höhe dagegen ist oft noch erheblicher Raum frei. Auf diesen Punkt wurde bereits in [1] näher eingegangen. Es bestehen aber noch andere Grenzen. Sie werden besonders dann sichtbar, wenn herkömmliche Bauelemente mit mehr als zwei Anschlüssen für die Leiterplatte geeignet geändert werden müssen. Diese Anschlüsse liegen nur in wenigen Fällen in einer Ebene. Die zweidimensionale „Verdrahtung" wird also zur dreidimensionalen mit wirklichen Drähten. Das stört nicht nur den Gesamteindruck, es kann sogar einige Vorteile der gedruckten Schaltung in Frage stellen (z. B. können Irrtümer beim Verlegen dieser Drähte entstehen). Betrachten wir einen kleinen Verstärker mit Eingangs-, Zwischen- und Endübertrager. Ein einzelner Anschluß jedes Übertragerdrahtes ist ebenso unzweckmäßig (Reparatur, Verwechselbarkeit) wie eine mit Drähten vorgenommene Verlängerung der Armaturanschlüsse. Dieses Problem war so augenfällig, daß sehr bald eine ganze Reihe von Armaturen für gedruckte Schaltungen geschaffen wurden. Der Prozeß ist noch nicht abgeschlossen. Der Entwickler besitzt sie oft noch nicht, für den Amateur sind sie bisher unerreichbar. Das gilt sowohl für NF-Übertrager als auch für HF-Spulen. Welch kleines Volumen bei leichtem Service sich aber gerade bei letztgenannten erreichen läßt, davon überzeugt man sich durch einen Blick auf die ZF-Übertrager im „Sternchen".

Ein anderes Problem bilden einfache Schalter mit einem oder mehreren Ein- oder Umschaltkontakten. Die handelsüblichen Kippschalter machen jede Miniaturisierung zunichte. Bei den kleinen Strömen in transistorierten Anlagen sind sie durch Kontaktschwierigkeiten oft Störungsursachen — von ihrer Größe ganz abgesehen. Ins Leitungsmuster passen sie überhaupt nicht. Die Einlochmontage bindet Leiterfläche, die Anschlüsse müssen verdrahtet werden.

Sowohl Schalter als auch Armaturen lassen sich am einfachsten aus dem Basismaterial für gedruckte Schaltungen herstellen. Vorhanden ist der feste, isolierende Träger, der sich leicht bearbeiten läßt. Außerdem ist eine lötfähige leitende Fläche gegeben, die sich zu Kontaktzwecken ausnutzen läßt. Diese Fläche kann durch den bekannten einfachen fotomechanischen Prozeß mit Negativen nach [1] beliebig bemustert werden. Die leichte Vervielfältigung eines gewünschten Musters mit der Transparentpause erlaubt die Herstellung mehrerer Platten in einem Arbeitsgang.

Das sind die technischen Voraussetzungen. Kommen wir nun zu einigen Ergebnissen.

Trafoarmatur für gedruckte Schaltungen

Die wirtschaftliche Ausnutzung des Halbzeuges verbietet die Anbringung größerer Transformatoren auf der Leiterplatte. Wir wollen uns daher im Beispiel auf den handelsüblichen Kern M 20 beschränken.

Die Armatur soll den Transformator in der Anschlußebene und möglichst auch in der Höhe nicht vergrößern. Damit bietet sich die horizontale Anordnung an, die einen quadratischen Raum von 20 mm Kantenlänge auf der Leiterplatte beansprucht. Die geringe Höhe von 12 ··· 14 mm fügt sich gut in viele flachgebaute Schaltungen ein. Fehlt dagegen in der Ebene Platz, der in der Höhe jedoch verfügbar ist, so stellt man den Trafo auf eine Schmalseite. Der Anschlußraum verringert sich auf zwei Streifen von 2,5 × 20 mm bei einem Flächenbedarf von 20 × 12,5 mm.

Wenden wir uns zunächst der ersten Version zu. Sie bietet eine recht große Anschlußfläche. Daher lassen sich auf jeden Fall mehr als vier Anschlüsse unterbringen. Aus mehreren Gründen soll nicht der gesamte mögliche Raum ausgefüllt werden. Einerseits benötigen die aus dem Wickel tretenden Anschlußdrähte einen gewissen Raum, andererseits läßt sich ein einseitig offenes Muster hier auch leichter und wirtschaftlicher herstellen. Die Armatur wird aus dem üblichen 1,5-mm-Halbzeug gefertigt. Der fotomechanische Prozeß ist nicht unbedingt nötig. Solche schmalen Leiter lassen sich leicht mit Feile oder Rasierklinge unterbrechen und auch ohne geätzte Körnerpunkte bohren. Die Bohrungen werden dem verwendeten Drahtdurchmesser angepaßt. Bild 1 enthält zwei Leiterplatten dieser Art.

Arbeitsgänge ohne Anwendung des fotomechanischen Verfahrens

Aus dem Halbzeug wird mit der Laubsäge zunächst der Rahmen mit 20 mm Kantenlänge und 3,5 mm Streifenbreite gesägt. Danach zeichnet man die gewünschte Trennlinien- und Anschlußlage ein (Rastermaß beachten). Längs der Trennlinien wird mit Feile oder Rasierklinge die Kupferfolie entfernt und die Bohrungen werden eingefügt. Mit Glaspinsel oder Sandpapier säubert man die Kupferoberfläche. In die Bohrungen werden am Ende etwas flachgedrückte verzinnte Drähte von etwa 0,4 ··· 0,8 mm ∅ stramm eingepaßt. Sie ragen folienseitig etwa 10 mm heraus. Für die Zuverlässigkeit der Lötstelle ist es noch günstiger, im Abstande von etwa 3 ··· 4 × Drahtdurchmesser eine weitere Bohrung anzubringen. Der Draht wird dann zunächst durch sie von der Leiterseite aus gesteckt und durch die zweite Bohrung zurückgeführt. Allerdings geht das auf Kosten der Auswechselbarkeit. Eine weitere Sicherheit läßt sich in Form einer Trennlinie über etwa $^2/_3$ der Leiterbreite zwischen den Bohrungen anbringen. Während die elektrische Verbindung erhalten bleibt, isoliert diese Linie die beiden Lötstellen thermisch voneinander. Das ist dann wichtig, wenn beim Einbau des Trafos mit einem größeren Kolben zu lange gelötet wird.

Das Hartpapier wird nun etwas aufgerauht und mit einer Duosanhaut überzogen. Ein quadratisches Pappstückchen von 20 mm Kantenlänge ist so zuzuschneiden und zu falten, wie es Bild 1 zeigt. Auch die Pappe erhält eine Duosanhaut, ebenso das gesamte Blechpaket des Trafos. Das legt die Bleche gleichzeitig fest und schützt vor Feuchtigkeit. Die Pappzwischenlage isoliert die Anschlüsse vom Blechpaket. Sie und darauf die Armatur werden nun auf die Trafoseite geklebt, aus der die Anschlüsse ragen. Es ist also schon beim Wickeln auf eine solche Anordnung der Drähte zu achten. Die offene Seite der Armatur läßt diese Leitungen frei. Den Erfordernissen des bereits entworfenen Leitungsmusters der Schaltung gemäß werden nun die Trafoanschlüsse auf die entsprechenden Leiterflächen

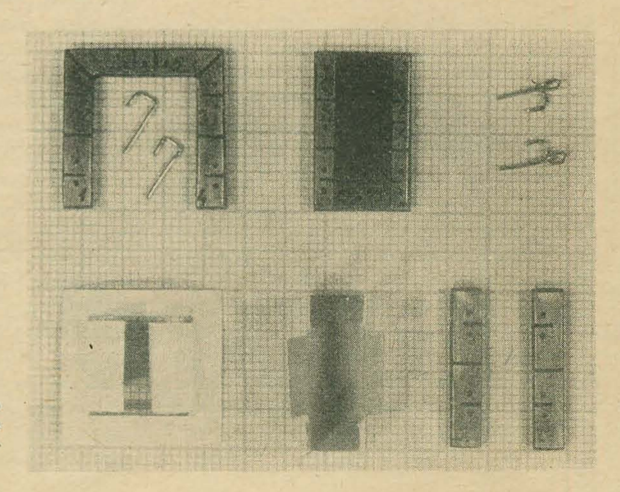


Bild 1: Trafoarmaturen für flachen Einbau mit Isolierzwischenlage und für Einbau mit kleiner Grundfläche

des Rähmchens gelötet. Hat man thermische Trennlinien angebracht, so werden die Drähte von den Armaturanschlüssen aus gesehen hinter diesen Trennlinien angelötet. Der Trafo ist nun einsatzbereit. Bei nur vier notwendigen Anschlüssen genügen statt des Rähmchens zwei Streifen, die ganz ohne Verschnitt hergestellt werden können. Die zweite Möglichkeit erfordert eine Leiterplatte mit den Maßen 20×12,5 mm. Die Anschlußdrähte werden wieder möglichst mit zwei Bohrungen angebracht, ragen aber diesmal aus der Hartpapierseite. Zwischen beiden Löchern kann der Draht auch als Öse geformt sein. Je dünner der Draht, um so geringer ist die in der Zeiteinheit beim Einlöten des Trafos an eine solche mit Zinn gefüllte Öse gelangende Wärmemenge, so daß das Zinn dort nicht erweicht. Die mittlere Fläche kann auch vom Kupfer befreit werden. Dadurch wird die Klebung verbessert. Der Trafowickel sollte hier beidseitig herausgeführte Drähte besitzen. Eine senkrechte Montage kann ebensogut und unter Einsparung von 1,5 mm Bauhöhe mit zwei Streifen statt mit einer Leiterplatte erfolgen, wie in Bild 2 erkennbar ist. Der Trafo könnte zusätzlich, z. B. zur Erdung des Kernes, einen der Paketbreite entsprechenden an den Kanten lötfähigen Blechstreifen enthalten, der am Leitungsmuster angelötet wird. Dieses müßte dann einen Masseanschluß enthalten.
Beide Armaturen ergeben eine zuverlässige mechanische und elektrische Befestigung des Trafos auf der Leiterplatte. Bild 2 zeigt für jede Montageart zwei Varianten. Man erkennt, daß z. B. auch eine Abschirmhaube recht gut angebracht und auf gleiche Weise angeschlossen werden könnte.

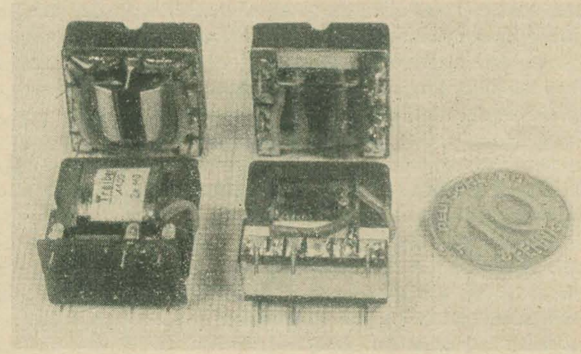
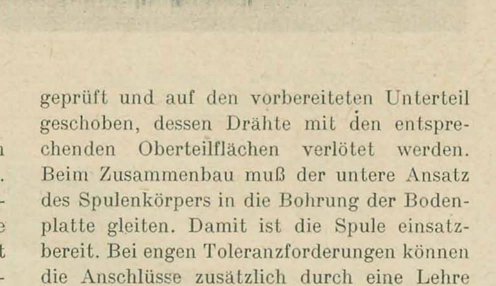


Bild 2: Armierte Transformatoren M 20, fertig zum Einbau



HF-Spulen für gedruckte Schaltungen

Die im folgenden beschriebene Kombination bewährte sich bereits in mehreren Geräten. Der bekannte Meuselwitzer Kleinkammerkörper 2016 mit dem Schraubkern 2018 sollte einzeln (Oszillatorspulen) oder auch mit Manifermantel (ZF-Übertrager) der gedruckten Schaltung angepaßt werden; eine Abschirmung sollte möglich sein. Es gelang, für beide Varianten mit quadratischen Armaturplättchen aus Halbzeug von 11 + 0,3 mm Kantenlänge auszukommen. Die ersten Muster erhielten an den vier Ecken Bohrungen von 0,6 mm ∅ in den Eckpunkten eines Quadrates von 8,75 mm Kantenlänge (3 Rastereinheiten + 1× halbiertes Rastermaß). Es erwies sich aber als günstiger, die Ecken etwa 1 mm breit zu brechen und etwa 1,5 mm tiefe Einschnitte mit der Laubsäge anzubringen. Bei schärferen Toleranzforderungen lassen sich die Anschlüsse bei der Montage so leicht justieren, wenn dies nicht später einfach durch Biegen geschieht. Vor allem aber erleichtern Schlitze eine Demontage des Spulenkörpers bei Änderungen. Die Platten erhalten außerdem eine konzentrische Bohrung von 6,6 mm ∅. Die Leiterfläche wird durch zwei senkrecht aufeinanderstehende Linien durch Feilen oder Ätzen so aufgetrennt, daß an jeder Ecke eine gleichgroße Fläche entsteht. Ein etwa 0,5 bis 1 mm breiter Ring um die große Bohrung sollte ebenfalls vom Kupfer befreit werden (ansenken oder vorher mit wegätzen). In die Bohrungen oder Schlitze einer Platte werden nun verzinnte Drahtstückchen von 0,4 bis 0,6 mm ∅ eingelegt und verlötet. Über die vorher gut gesäuberte Leiterfläche sollen sie mindestens 5 mm, über die Hartpapierseite 10 mm hinausragen. Mit letztgenannter Seite nach oben stellt dieser Aufbau den unteren Teil der Armatur dar. Die Deckplatte wird verzinnt, wobei Schlitze bzw. Löcher offen zu halten sind, und mit der Leiterseite nach oben über den Gewindeteil des Spulenkörpers geschoben. Sie kann mit diesem verklebt werden. Durch verschieden starke Trennlinien oder eine andere Markierung sollte eine bestimmte Anschlußreihenfolge festgelegt und beibehalten werden. Der Spulenkörper wird nun bewickelt. Die Drähte führt man durch Kerben in der Deckplatte. Kommen alle Anschlüsse aus einer Kerbe, so sind die Drähte dicht am Spulenflansch entlangzuführen, damit sie nicht fremde Leiterflächen berühren können. Der vom Kupfer befreite Streifen um die Bohrung und gegebenenfalls Isolierschlauch verhindern Kurzschlüsse. Die Spule wird nun geprüft und auf den vorbereiteten Unterteil geschoben, dessen Drähte mit den entsprechenden Oberteilflächen verlötet werden. Beim Zusammenbau muß der untere Ansatz des Spulenkörpers in die Bohrung der Bodenplatte gleiten. Damit ist die Spule einsatzbereit. Bei engen Toleranzforderungen können die Anschlüsse zusätzlich durch eine Lehre gerichtet werden, die mit Bohrungen im gewünschten Anschlußmaß versehen ist.
Einzelteile und Plattenmuster zeigt Bild 3, die vollständige Spule Bild 4.
Die zweite Variante bedient sich des Manifermantels eines vom VEB Funkwerk Dresden entwickelten Bandfilters, von dem aus Platzgründen jedoch nur die halbe Höhe benutzt wird. Leider müssen hier vom Meuselwitzer Körper die Ösenansätze und etwas vom Umfang abgefeilt werden, bevor er in den Mantel gleitet. Der Manifermantel selbst läßt sich mit seiner durch die Teilung entstandenen Bruchfläche auf der Bodenplatte festkleben. Der Komplex ist immer wieder verwendbar, denn besonders bei geschlitzter Deckplatte kann man einen Spulenkörper schnell vom Unterteil lösen, austauschen oder umwickeln. Das ist für Experimentierschaltungen von großem Nutzen.
Vom Dresdner Filter läßt sich auch der in der Höhe ebenfalls zu kürzende Aluminiumbecher benutzen (oder man biegt und lötet einen ähnlichen Becher aus Kupferfolie). Die vier Steigdrähte sollten in diesem Falle mit Isolierschlauch überzogen werden. Den Aufbau zeigt Bild 5.
Die geschilderte Lösung hat allerdings zwei Nachteile. Mehr als vier Anschlüsse lassen sich nur durch Vergrößerung der Grundfläche unterbringen. Außerdem wäre es einfacher, wenn die geringe Bauhöhe des Meuselwitzer Körpers auch dem des VEB Funkwerks Dres-

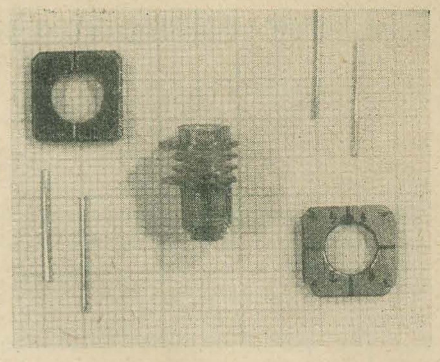


Bild 3: Einzelteile einer HF-Spule für gedruckte Schaltungen

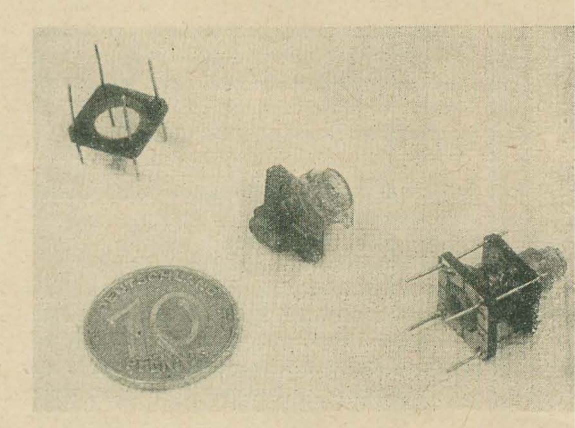
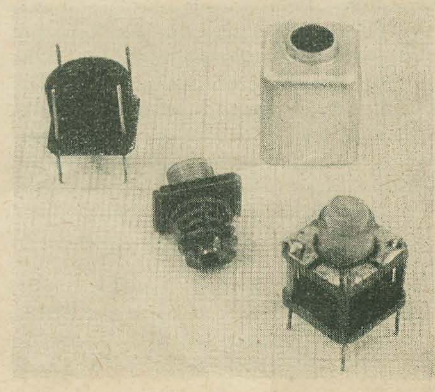


Bild 4: HF-Spule für gedruckte Schaltungen zum Selbstbau

Bild 5: ZF-Übertrager mit Manifermantel und Schirmhaube



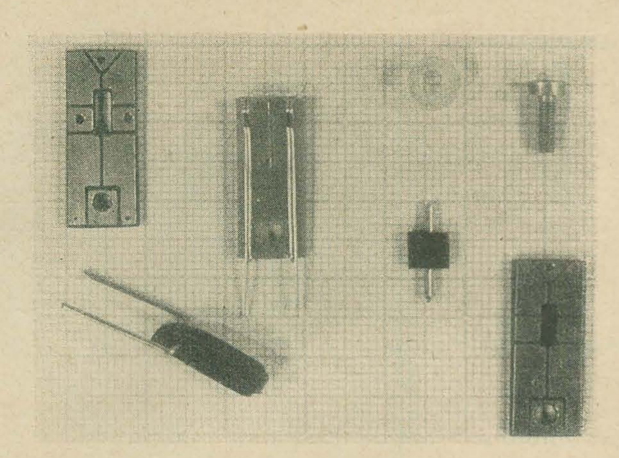


Bild 6: Einzelteile eines zweipoligen Umschalters in Leiterplattentechnik

Eine gewisse Unterstützung erfährt es dabei vom oberen Isolierstreifen des Schiebers, der die Arbeitskontakte abdeckt. Schiebt man den Schieber nach vorn, so wird der Arbeitskontakt freigegeben und gleichzeitig vom Ruhekontakt aus der Federdraht an die Deckplatte

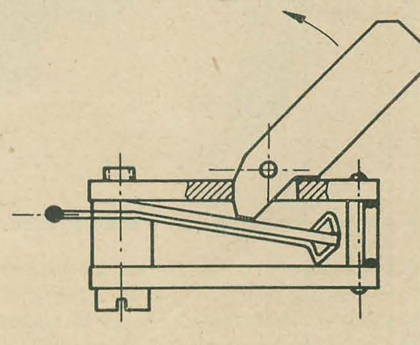


Bild 7: Zweipoliger Umschalter

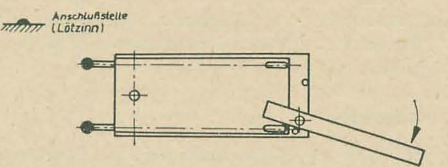


Bild 8: Zweipoliger Umschalter mit seitlicher Betätigung

den eigen wäre, so daß Nachbearbeitung überflüssig würde. Diese Lösung kann daher nur eine kleine Anregung zum Bauelementeprogramm für gedruckte Schaltungen sein.

Schalter auf Halbzeugbasis

Seit längerer Zeit werden mit dem Leitungsmuster zusammen Schalterbahnen gedruckt. Oberflächenveredelung im Zuge der Produktion der Leiterplatte verbessert Verschleiß- und Kontakteigenschaften. Man benötigt für diese Schalter Rastköpfe und Schleiferanordnungen, die auf jeden Fall die zweidimensionale Konzeption sprengen. Ein gedruckter Schalter ist also auch leiterseitig dreidimensional. Kipp- und Schiebeschalter lassen sich ebenfalls aus kupferkaschiertem Isolierstoff fertigen. Klammert man dabei von vornherein das Schalten von größeren Spannungen und Strömen aus, so werden sie recht klein und zuverlässig.

Der Temperaturbereich vieler moderner Geräte wird durch den Einsatz von Germanium-Halbleitern begrenzt. In solchen Fällen ist es möglich, Federmaterialien aus thermoplastischen Kunststoffen zu gewinnen, z. B. aus PVC hart. Die gezeigten Muster entstammen einer recht unvollkommenen Handfertigung, sind aber für den Amateur zum Nachbau dadurch gut geeignet. Ihre industrielle Anwendung würde dagegen längere Untersuchungen, konstruktive Arbeit und Mut voraussetzen.

Im Bild 6 erkennt man die Einzelteile eines zweipoligen Umschalters. Boden- und Deckplatte enthalten je zwei feststehende Kontakte und deren Anschlüsse im Leitungsmuster. Die beiden beweglichen Kontakte sind geeignet geformte Federn aus 0,4-mm-Bronzedraht, getragen von der geschlitzten Vinidurfeder. Stirnseitig werden die Drahtfedern mit dem Lötkolben in die Vinidurkante eingebettet. Auf die Blattfeder drückt beim Umschalten der Kipphebel, der in der ersten Variante durch einen Schlitz in der Deckplatte ragt und mit einem Drahtbügel in zwei Bohrungen gehalten wird. Die Bügelenden können nochmals nach oben gebogen und so als Befestigungselemente benutzt werden. Die Deckplatte erhält ein Gewinde M 2,6 oder M 3. Eine Schraube verbindet Boden- und Deckplatte und klemmt mit einem Abstandsstück die Vinidurfeder fest. Die wichtigsten Maße lassen sich aus Bild 6 entnehmen. Damit er auch beim Andrücken stabil steht, erhält der Kipphebel eine geeignete Schräge. Die Ruhekontakte sollen mindestens 100 p Kontaktlast aufweisen, d. h. die Bronzefedern sind in der gezeigten Weise zu formen. Zwei der hier beschriebenen Schalter bewähren sich bereits seit einigen Monaten in einer Anlage [2]. Damit beide Kontakte bei geringen Toleranzforderungen sicher schließen, ist die Vinidurfeder entsprechend Bild 6 zu schlitzen.

Die Kontaktflächen stellen einfache Trennlinienmuster dar. Sie sind daher schnell zu zeichnen und in größeren Stückzahlen billig herstellbar. Der Schalter läßt sich sowohl in eine herkömmliche Verdrahtung einsetzen (Ausführung nach Bild 7) als auch einseitig in ein Leitungsmuster einbeziehen. Bei industrieller Herstellung wäre eine Oberflächenveredelung je nach Anwendungsfall zu empfehlen.

Dieser Kippschalter stellt nur eine von vielen Möglichkeiten dar. So bringt der Mittelschlitz der Deckplatte bei unsachgemäßer Montage des Kipphebels Bruchgefahr. Manchmal wird auch eine andere Betätigungslage gewünscht. Bild 8 zeigt eine in diesem Sinne geänderte Ausführung. Die Vinidurfeder wird durch einen keilförmig endenden Hebel betätigt, der an die Stelle des vorderen Abstandsstückes tritt und mit einer Achse aus 1-mm-Draht in Boden- und Deckplatte gelagert ist. Gleichmäßiger Andruck beider Kontakte wird durch eine bestimmte Anschlagstellung des Hebels gesichert; die Vinidurfeder darf hier nicht geschlitzt sein.

Schließlich sei noch eine Schiebeschalterausführung erwähnt, die ausschließlich die Federwirkung des Bronzedrahtes ausnutzt. Die geeignet geformten Drähte werden auf der Bodenplatte am Ende festgelötet. Nach dem Zusammenbau hält sie ein Abstandsstück in ihrer Lage. In Ruhestellung liegt das vordere Drahtende, das keine scharfe Kante aufweisen darf, auf der Grundplatte auf. Dort gibt es Kontakt (Kontaktlast wieder ≧ 100 p). gedrückt. Der jetzt drückende Streifen isoliert dabei das Federpaar vom Kontaktpaar der Grundplatte. Einzelteile siehe Bild 9, den Schalter selbst gibt Bild 10 wieder.

Es würde zu weit führen, die theoretische Seite dieser Schalter zu betrachten. Der Konstrukteur, wenn er zur Fertigungsreife gelangen will, muß sich ohnehin mit ihr auseinandersetzen. Dem Amateur aber genügen einige experimentell ermittelte Daten. Federprobleme können in [3] nachgeschlagen werden, falls dafür Bedarf besteht.

Auf jeden Fall muß man bei den verwendeten Werkstoffen mit allen auftretenden Belastungen unterhalb der Fließgrenze, also im elastischen Bereich, bleiben. Dabei ist die obere Grenztemperatur zu berücksichtigen. In die Nähe wärmeabstrahlender Bauelemente darf daher kein Schalter mit Vinidurfeder kommen. Ein zu kleiner Kontaktdruck gewährleistet keine einwandfreie elektrische Kontaktgabe, zu hoher deformiert oder zerstört die Kupferfolie.

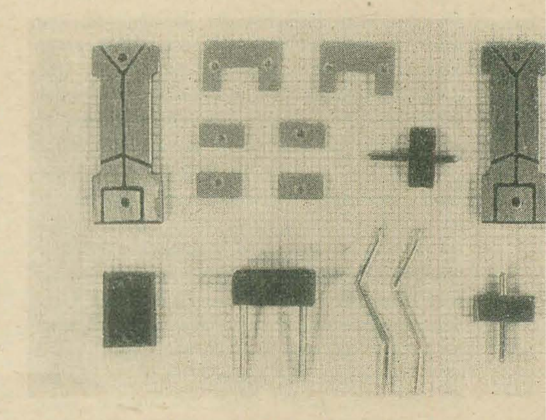


Bild 9: Einzelteile eines Schiebeschalters mit zwei Umschaltkontakten

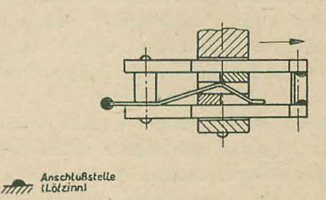


Bild 10: Schiebeschalter

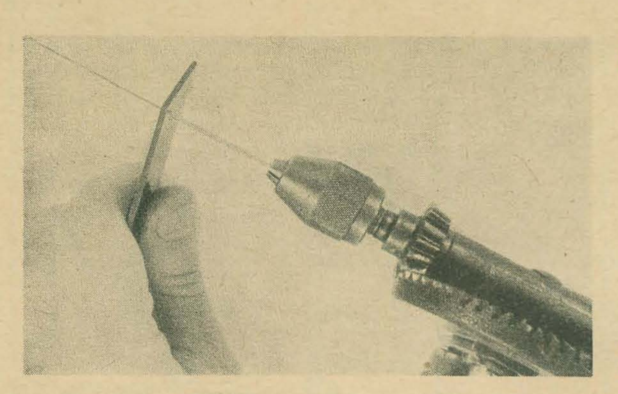


Bild 11: Herstellung von Wendelbuchsen

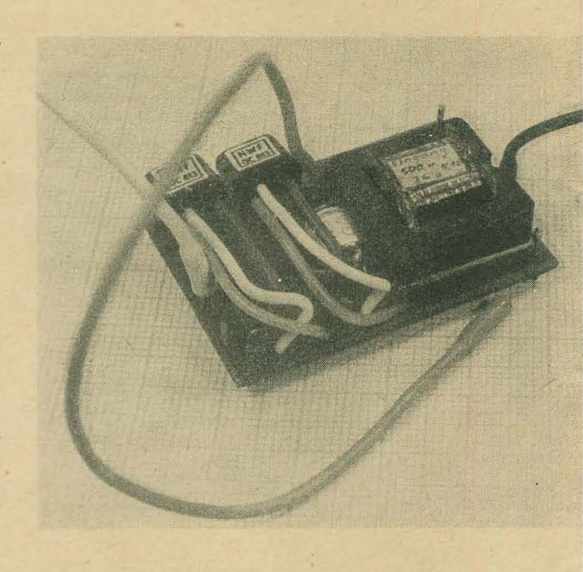


Bild 12: Moderne Wendelbuchsenschnüre im Einsatz

Verbesserungen an der Wendelbuchse

Den besonders bei Arbeiten mit der gedruckten Schaltung sehr günstigen Miniatur-Steckkontakten [1] hafteten noch einige Mängel an, die im Laufe der Zeit beseitigt wurden. Die aufgebogene Büroklammer als maßgerechter Wickeldorn wird zwar beibehalten, doch kann mit einer Handbohrmaschine weit schneller und gleichmäßiger gewickelt werden als von Hand. Man benötigt eine kleine Führungsplatte mit zwei Bohrungen von etwa 1 mm ∅ in etwa 2 mm Abstand. In eine davon wird der mit Sandpapier gesäuberte und leicht mit Vaseline geschützte Bronzedraht eingeführt. Mit der zweiten Bohrung wird die Platte über den Dorn geschoben und dann das Bronzedrahtende in das Bohrfutter gesteckt. Das Wickeln mit der am Tisch befestigten Bohrmaschine bereitet keine Schwierigkeiten und ist schnell erlernt (Bild 11). Man achte auf stets gleichen Windungssinn, damit sich später alle Verbindungen in gleicher Drehrichtung lösen lassen. Der Wickeldorn erlaubt 8 cm lange Rohlinge zu wickeln, aus denen etwa acht Wendeln geschnitten werden können, und benötigt dazu etwa 1 m Bronzedraht. Am besten hat sich ein Drahtdurchmesser von 0,4 mm bewährt.

Der zunächst benutzte Volldraht als Leiter befriedigte auf die Dauer wegen seiner Steifheit nicht. Er wurde deshalb durch Litze mit PVC-Isolation LiSy 0,14 (18×0,1) ersetzt. Die Isolation fällt bei der Herstellung verschieden aus. Man wähle die dicke Ausführung. Die Litze wird auf etwa 1 mm Länge freigelegt und verzinnt. Ein 1 cm langes Wendelstück wird vom Rohling geschnitten und an einer Seite das Drahtende etwas nach innen gebogen, so daß hier die Wendel konisch zuläuft. Dort wird die Litze eingeführt und so verlötet, daß möglichst wenig Zinn außen stehen bleibt. Man löte schnell, sonst transportiert die Kapillarwirkung das Zinn weiter in die Buchse. Im noch warmen Zustand, nach etwa einer Sekunde (so lange braucht man höchstens, um den Kolben abzulegen), wird die Litzenisolation schnell nach vorn geschoben. Sie gleitet über das warme, eben verlötete Ende und umhüllt die Wendel völlig. Bei dicker Isolation gelingt das mit etwas Übung immer. Überstehende scharfe Kanten (Lötzinn oder Drahtende) würden den Schlauch sofort aufreißen. Bild 12 vermittelt einen Eindruck von der gefälligen Form der neuen Wendelbuchsenschnur.

Wo keine geeignet isolierte Litze greifbar ist, bedient man sich eines Stückes PVC-Schlauch passenden Durchmessers. Man erhält auch so eine isolierte, sehr robuste und dabei keinesfalls sperrige Laborschnur, die sich besonders bei Arbeiten mit der gedruckten Schaltung mit 1-mm-Drahtstiften als Gegenkontakten bereits gut bewährt hat. Weitere Einsatzmöglichkeiten wurden schon beschrieben [1].

Diese Übersicht über einige weitere Anwendungsbeispiele der Technik der gedruckten Schaltung sollte wiederum eine kleine Anregung sowohl für den Amateur als auch für die Bauelemente- und Geräteentwickler sein und der neuen Technik zu noch breiterem Einsatz verhelfen.

Literatur

[1] Dipl.-Ing. Klaus Schlenzig: Die gedruckte Schaltung in der Hand des Amateurs; radio und fernsehen 18 (1959) S. 581 bis 585

[2] Klaus Schlenzig: Bauanleitung für eine Transistor-Wechselsprechanlage; radio und fernsehen 3 (1961) S. 79 ··· 83

[3] O. Richter, R. v. Voss: Bauelemente der Feinmechanik; 5. Auflage, VEB Verlag Technik, Berlin 1952

Die neue Ziffernanzeigeröhre XN-1

Neben der bereits bekannten dekadischen Ziffernanzeigeröhre GN-1, bei der die Anzeige auf der Stirnseite der Röhre erscheint, bringt STANDARD ELEKTRIK LORENZ eine neue dekadische Ziffernanzeigeröhre XN-1 heraus, deren Ziffern sich bei senkrecht stehender Röhre an der Seite ablesen lassen. Die Ziffernhöhe beträgt 14 mm.

Die Kaltkatoden-Gasentladungsröhre XN-1 hat die Abmessungen einer Miniaturröhre. Elf im Röhrenboden auf 10 mm Kreisdurchmesser um 30° versetzte Anschlußdrähte gestatten das Einlöten auch in gedruckte Schaltungen. Die mittlere Lebensdauer bei dekadischem Betrieb liegt bei etwa 30000 h. Die Röhre kann mit Gleichspannung und Halbwellen-Wechselspannung betrieben werden.

Technische Daten

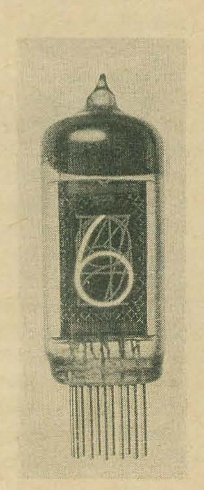
Grenzwerte

Gleichspannung:

Minimale Zündspannung	in V	180
Maximale Löschspannung	in V	125
Maximaler Anodendauerstrom	in mA	2
Maximale Katodenbelastung	in W	0,3
Brennspannung bei 1,5 mA	in V	130

Betriebswerte

Gleichspannung:				
Anodenspannung	U_a in V	200	250	300
Anodenwiderstand	R_a in kΩ	50	82	120
Nennstrom	I_k in mA	1,5	1,5	1,5
Halbwellenspannung:				
Anodenspannung	U_a in V	230	300	350
Anodenwiderstand	R_a in kΩ	75	120	150
Nennstrom	I_k in mA	0,7	0,7	0,7
Spitzenstrom	I_{sp} in mA	2,5	2,5	2,5



Ziffernanzeigeröhre XN-1 von Standard Elektrik Lorenz

RÖHRENINFORMATION PC 86

bearbeitet von Ing. Fritz Kunze

Teil 2

Die PC 86 als selbstschwingende Mischröhre

Auch die Mischstufe wird in Gitterbasisschaltung ausgeführt (s. Bild 7). Der Ausgang der UHF-Vorstufe beträgt 60 Ω, und der Eingang der Mischstufe wird auch auf 60 Ω ausgelegt. Die Eingangsspannung kommt an die Katode, die Oszillatorspannung wird an der Anode erzeugt. Auch die erzeugte ZF wird über ein π-Glied an der Anode abgegriffen.

Bild 7: Prinzipschaltbild einer selbstschwingenden Mischstufe in Gitterbasisschaltung

Jeder der drei Gitterkontakte wird über 10 pF an Masse gelegt.

Die Meßergebnisse hängen weitgehend von den Schaltungsdaten ab. Bei einem ZF-Widerstand von 1 kΩ ergeben sich die Kennlinien nach Bild 8. Man kann mit einer mittleren Leistungsmischverstärkung von 2,2 und einer Spannungsmischverstärkung von 2,5 rechnen. Die Rauschzahl F_z ist hierbei etwa 25 kT_0.

Die Schaltungen Bild 3 und Bild 7 wurden als Prinzipschaltbilder mit konzentrierten Induktivitäten und Kapazitäten gezeichnet, um ihre Funktionen zu verstehen. In Wirklichkeit aber handelt es sich um Topfkreisschaltungen mit verteilten Induktivitäten und Kapazitäten, wie eingangs schon erwähnt. Konzentrierte Kapazitäten dienen (außer kleinen Reihen-Abstimmkondensatoren) nur zur Verblockung.

Die PC 86 als Oszillatortriode

Als Oszillator schwingt die PC 86 noch weit über das Fernsehband IV/V hinaus. Sie ist für Frequenzen von über 1000 MHz hinaus verwendbar. Nicht nur in beide Heizleitungen, sondern auch in die Katodenleitung sind Drosseln zu legen. Bild 9 zeigt den Verlauf des Anodenstromes und der Oszillatorspannung ($I_g \times R_g$) über die Frequenz.

UHF-Tuner mit zwei Röhren PC 86

In den UHF-Tunern für Band IV/V ist eine UHF-Stufe und eine selbstschwingende Mischstufe eingebaut (Bild 10). Bild 11 zeigt den Verlauf des Anodenstromes und der Oszillatorspannung; Bild 12 den Verlauf der Kennlinien für die Spannungsverstärkung V_U, die Leistungsverstärkung V_N, und der zusätzlichen Rauschzahl F_z über der Frequenz aufgetragen, stets über beide Stufen gemessen. Es sind diesmal in den Bildern 11 und 12 die Kennlinien gebracht worden, die von Telefunken, Valvo und Siemens veröffentlicht wurden. Wie man sieht, sind sehr beträchtliche Unterschiede zwischen den Veröffentlichungen, die auf den verschiedenen Aufbau des Tuners zurückzuführen sind. Man sieht hieraus, daß derartige Wertangaben ohne genaue Kenntnis der Schaltung nur als Anhaltswerte zu betrachten sind.

Bild 8: Anodenstrom I_a, Oszillatorspannung $I_g \times R_g$, Spannungsverstärkung V_{Uc}, Leistungsverstärkung V_{Nc}, zusätzliche Rauschzahl F_z in Abhängigkeit von der Frequenz bei selbstschwingender Mischstufe (nach Valvo)

Bild 9: Anodenstrom I_a, Oszillatorspannung $I_g \times R_g$ in Abhängigkeit von der Frequenz a) als Oszillator, b) im Tuner (nach Telef.)

Bild 10: Aufbau eines Tuners

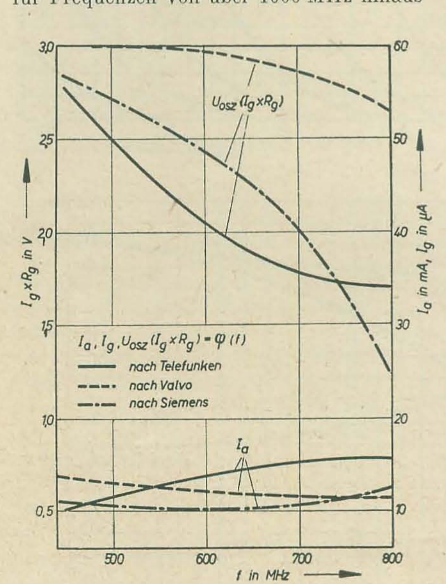


Bild 11: Anodenstrom I_a, Gitterstrom I_g und Oszillatorspannung $I_g \times R_g$ in Abhängigkeit von der Frequenz, im Tuner gemessen

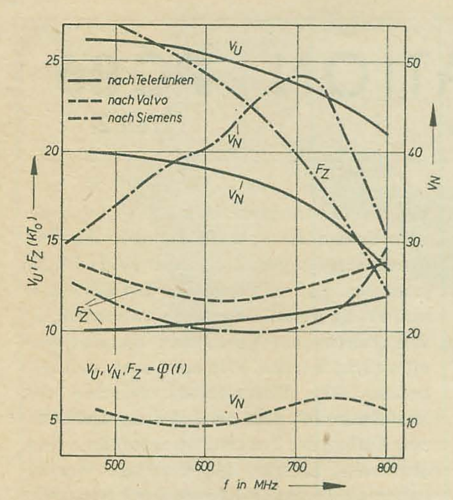


Bild 12: Spannungsverstärkung V_U, Leistungsverstärkung V_N, zusätzliche Rauschzahl F_z in Abhängigkeit von der Frequenz, im Tuner über beide Stufen gemessen

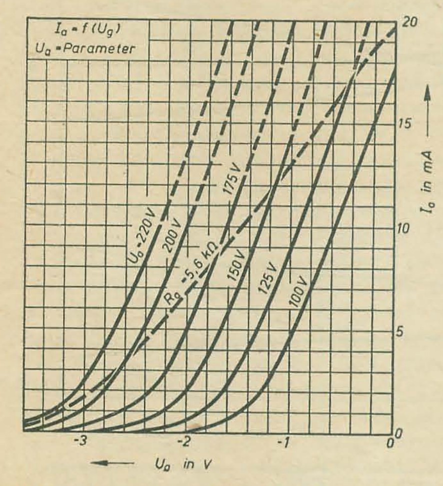


Bild 13: Anodenstrom in Abhängigkeit von der Gittervorspannung

Heizung

Indirekt geheizte Oxydkatode für Allstrombetrieb, Serienheizung

Heizspannung	U_f	3,8	V
Heizstrom	I_f	0,3	A

Statische Meßwerte

Anodenspannung	U_a	175	V
Gittervorspannung	U_{g_1}	—1,5	V
Anodenstrom	I_a	12	mA
Steilheit	S	14	mA/V
Verstärkungsfaktor	μ	70	
Innenwiderstand	R_i	5	kΩ

Betriebswerte als UHF-Verstärker in Gitterbasisschaltung

Anodenspannung	U_a	175	V
Katodenwiderstand	R_k	125	Ω
Anodenstrom	I_a	12	mA
Steilheit	S	14	mA/V
äquivalenter Rauschwiderstand	$r_ä$	250	Ω
Elektronischer Eingangswiderstand bei f = 100 MHz	r_{el} (100 MHz)	70	Ω
Steilheitswinkel bei f = 100 MHz	φ_S	7	°
zusätzlicher Gitterauschleitwert bei f = 100 MHz	G_r	0,5	mS

Betriebswerte als selbstschwingende Mischstufe in Gitterbasisschaltung

Betriebsspannung	U_b	175	V
Anodenvorwiderstand (kapazitiv überbrückt)	R_{av}	5,6	kΩ
Anodenstrom	I_a	12	mA
Gitterableitwid.	R_g	50	kΩ
Gitterstrom	I_g	50	μA
Mischsteilheit	S_c	3	mA/V
Bandbreite	B	12	MHz

Grenzwerte

Anodenkaltspannung	$U_{aL\,max}$	550	V
Anodenspannung	$U_{a\,max}$	220	V
Anodenbelastung	$N_{a\,max}$	2,2	W
Katodenstrom	$I_{k\,max}$	20	mA
Gitterspannung	$-u_{g\,max}$	40	V
Gitterableitwid.	$R_{g\,max}$	1	MΩ
Spannung zwischen Katode und Heizfaden			
Katode negativ	$U_{f+/k-\,max}$	50	V
Katode positiv	$U_{f-/k+\,max}$	100	V
äußerer Widerstand zwischen Heizfaden und Katode	$R_{f/k\,max}$	20	kΩ
Grenzfrequenz für Verstärkerbetrieb	f_{max}	800	MHz
Temperatur des Kolbens	t_{max}	165	°C

Kapazitäten

a) ohne äußere Abschirmung

$c_{g/k}$	3,6	pF	$c_{k/g+f}$	6,6	pF
$c_{a/k}$	0,2	pF	$c_{a/k+f}$	0,43	pF
$c_{g/a}$	2	pF	$c_{a/g+f}$	2,1	pF
$c_{f/g}$	0,3	pF	$c_{g/k+f}$	3,9	pF

b) mit äußerer Abschirmung S, Innendurchmesser des Abschirmzylinders 22,5 mm, Länge 49 mm. Die Abschirmung ist mit dem Gitteranschluß verbunden. Bei Gitterbasisschaltung wichtig.

$c_{k+f/g}$	4,2	pF	$c_{a/k+f}$	0,25	pF
$c_{a/g}$	3,1	pF	Δc_g	2	pF

Literatur

PC 86, eine neue Universaldezitriode; radio und fernsehen 16 (1958) S. 518

Die PC 86 in Eingangsstufen für das Fernsehband IV/V; Telefunken-Röhrenmitteilung 600155

PC 86 in der Eingangsschaltung für den FS-Empfang im Dezimeterbereich; Telefunken-Röhrenmitteilung 570926

Die PC 86 im Kanalwähler für die Fernsehbänder IV und V; Valvo Technische Informationen Heft 33 R

PC 86, Gitterbasistriode für Frequenzen bis 800 MHz; Siemens Technische Mitteilungen Rö 08/57

Die Verwendung der PC 86 in einem UHF-Tuner mit selbstschwingender Mischstufe; Siemens Technische Mitteilungen Rö 02/58

Weitere Unterlagen vom VEB Funkwerk Erfurt

Standard: TGL 9629

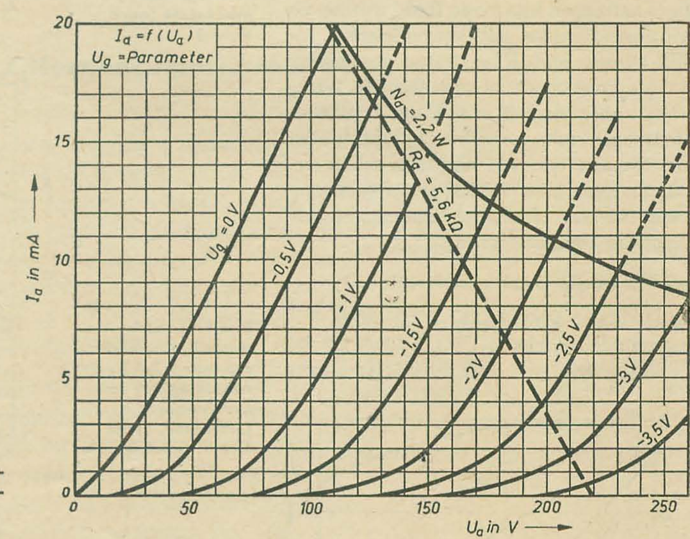


Bild 14: Anodenstrom in Abhängigkeit von der Anodenspannung

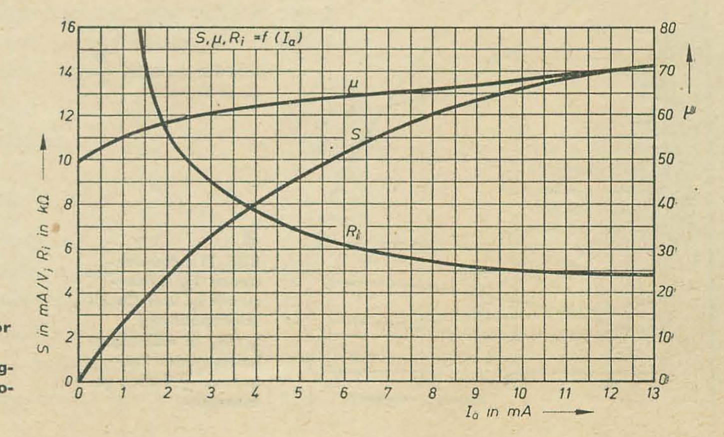


Bild 15: Steilheit, Verstärkungsfaktor und Innenwiderstand in Abhängigkeit von dem Anodenstrom

Poznań – Kolberg, eine Meßstrecke bei 1200 MHz

Dr. UDO KÜHN

Einleitung

Die Frage der Frequenzabhängigkeit bei der Ausbreitung ist bis heute noch nicht ausreichend untersucht worden, und für die Planung von Sendernetzen wird z. B. im Frequenzbereich zwischen 40 und 600 MHz noch mit einer einheitlichen Kurve gearbeitet. Um diesen Zustand zu verbessern, sollten möglichst umfangreiche Feldstärkeregistrierungen erfolgen. Vom Betriebslaboratorium für Rundfunk und Fernsehen wurden einige Meßstrecken im Frequenzbereich 1100 bis 1200 MHz eingerichtet mit dem Ziel, die Feldstärkeverteilung statistisch zu untersuchen. Dazu gehören die Ermittlung der zeitlichen Streuung, der Verlauf der Medianwerte und die Frequenzabhängigkeit derselben zwischen 100 MHz und den genannten Frequenzen. Ferner sollen jahreszeitliche und witterungsbedingte Ausbreitungserscheinungen untersucht werden. Um die Frequenzabhängigkeit mit ausreichender Genauigkeit zu erkennen, ist die Wahl von Frequenzen großen Abstandes zweckmäßig.

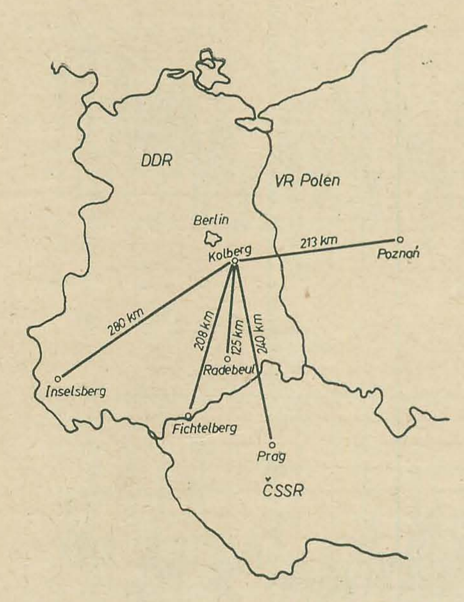


Bild 1: Lage der Meßstrecken 1100 und 1200 MHz

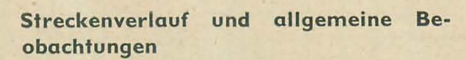
Durchführung der Messungen

Die Feldstärkeregistrierungen erfolgen an fünf Strecken, deren Lage im Bild 1 wiedergegeben ist.

Während die Strecken Radebeul—, Fichtelberg— und Inselberg—Kolberg schon über längere Zeit in Betrieb sind, erfolgen die Registrierungen an der Strecke Prag—Kolberg erst seit September 1959 in Zusammenarbeit mit dem Ústav Radiotechniky a Elektroniky, Prag, Herrn Dipl.-Ing. Beckmann [1]. Im Oktober 1960 wurde nunmehr eine weitere Strecke eingerichtet zwischen Poznań und Kolberg (d = 213 km). Der Sender befindet sich in Poznań im Stadtzentrum auf dem Turm, auf dem auch die Antenne des dortigen Fernsehsenders montiert ist.

Alle Meßstrecken, also auch die Strecke Poznań, arbeiten im 24-Stunden-Betrieb. Die Strahlungsleistungen liegen zwischen 1,5 und 30 kW. Es werden Antennenspiegel bis zu 4 m Durchmesser verwendet. Auf der Strecke Poznań—Kolberg sind sende- und empfangsseitig Antennenspiegel mit 2,5 m Durchmesser eingesetzt, die Strahlungsleistung beträgt 25 kW. Empfangsseitig arbeiten Empfänger eigener Entwicklung, wobei das Eingangssignal mit einer Siliziumdiode auf etwa 100 MHz heruntergemischt und mit einem im Labor entwickelten empfindlichen UKW-Meßempfänger weiter verstärkt wird. Die Empfänger besitzen eine Bandbreite von 150 kHz, und die Registrierung erfolgt mit Linienschreibern und einem Papiervorschub von 60 mm/h.

Im folgenden wird auf die Bedingungen auf der Meßstrecke Poznań etwas näher eingegangen. Dabei werden einige Vergleiche mit der Meßstrecke Prag angestellt. Die Bilder 2 und 3 zeigen die Aufstellung der Sende- und der Empfangsantennen (Parabolantennen mit einem Durchmesser von 2,5 m).



Streckenverlauf und allgemeine Beobachtungen

Die Meßstrecke verläuft über flaches oder nur leicht hügliges Gelände, wie aus Bild 4 ersichtlich.

Die Winkelentfernung beträgt an dieser Strecke $\Theta = 0{,}0217$ (Bogenmaß); sie ist damit etwas günstiger als auf der Meßstrecke Prag mit $\Theta = 0{,}0263$ (Bogenmaß). Die Strecke Prag verläuft über das Böhmische Mittelgebirge (≈ 600 m); damit wird der Einfluß der unteren Troposphäre auf die Ausbreitungsbedingungen weitgehend unterdrückt, weshalb fast ausschließlich schnell schwankende Signalfeldstärken (scattering) auftraten im Gegensatz zu den Meßstrecken, die nicht über Gebirge verlaufen und bei denen häufig stabile Ausbreitungsbedingungen beobachtet werden. Es interessiert nun besonders, in welcher Weise sich an der in bezug auf ihre Winkelentfernung ähnlichen Strecke Poznań die Signalfeldstärken verhalten, denn hier fehlen Berge gänzlich. Seit Einrichten der Strecke wurden sehr hohe Signalfeldstärken wesentlich häufiger als beim Sender Prag beobachtet. Mitunter waren diese stabil, aber meist waren bei Feldstärkeanstiegen den erhöhten Medianwerten starke Schwankungen überlagert. Dieses unterschiedliche Verhalten wird auch bei der zeitlichen Streuung F(1) — F(50) beobachtet, die im betrachteten Zeitraum um etwa 10 dB höher war als auf der Strecke Prag. Es lassen sich also schon aus einer Betrachtung der Feldstärkeverläufe die grundsätzlichen Unterschiede zwischen diesen beiden Strecken erkennen. Eine endgültige Aussage über die festgestellten Signalpegel und ihre Schwankungen kann erst nach Abschluß der gesamten Messungen gegeben werden.



Bild 2: Sendeantenne in Poznań

Meßergebnisse

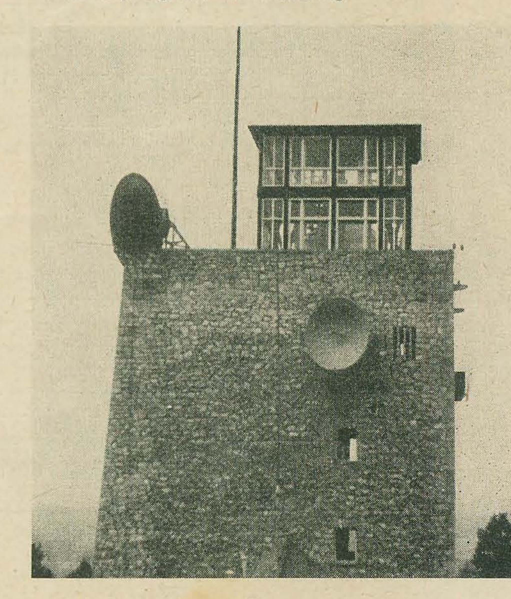
Bild 5 zeigt eine typische Registrierung bei guten Ausbreitungsbedingungen.

Die in den Monaten November, Dezember 1960 und Januar 1961 registrierten Feldstärken wurden häufigkeitsstatistisch ausgewertet. Es wurden dabei über den gesamten Zeitraum folgende Pegel überschritten:

90%	50%	10%	1%	
—15,8	—10,8	—2,3	+18,2	dB über 1 μV/m

Die angegebenen Feldstärken sind aus den Registrierungen über 24 Stunden entnommen

Bild 3: Empfangsantenne in Kolberg



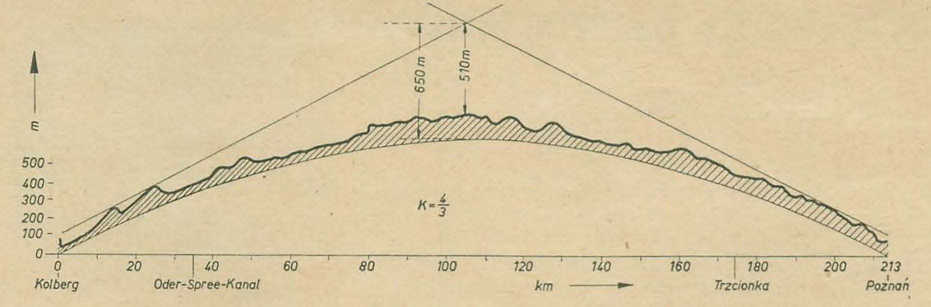


Bild 4: Höhenprofil der Meßstrecke Poznań—Kolberg

und auf eine Sendeleistung von 1 kW reduziert. Sie stellen absolute Werte dar. Bei der Betrachtung der Frequenzabhängigkeit der Ausbreitung wurden die in Kolberg aus einer fünfjährigen Meßreihe erhaltenen Ergebnisse im UKW-Rundfunkband (87,5 ··· 100 MHz) zugrunde gelegt. Diese Messungen weichen nur geringfügig von den Feldstärken nach der vom CCIR [2] angegebenen Ausbreitungskurve (Los Angeles 1959) ab. Für eine Entfernung von 213 km werden folgende Pegel überschritten:

$E_{(87,5 \cdots 100\,MHz)}$

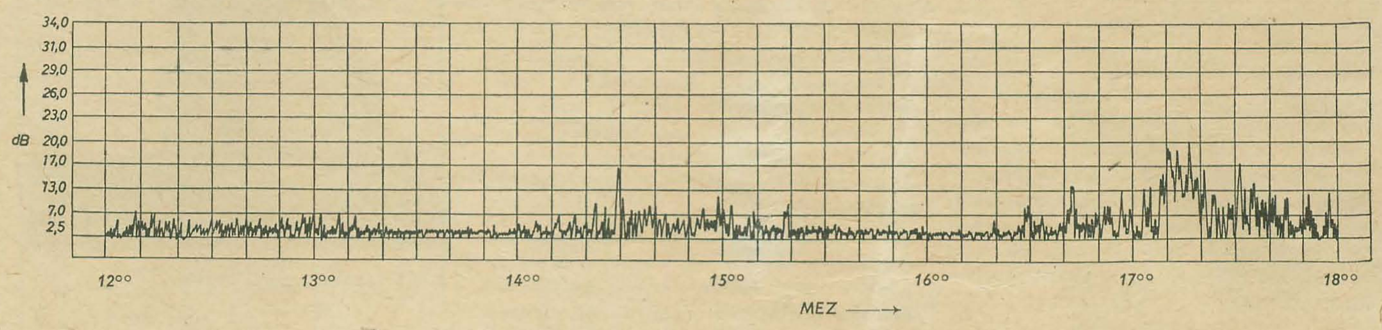
	50%	10%	1%	
=	3,0	17,0	27,5	dB über 1 μV/m

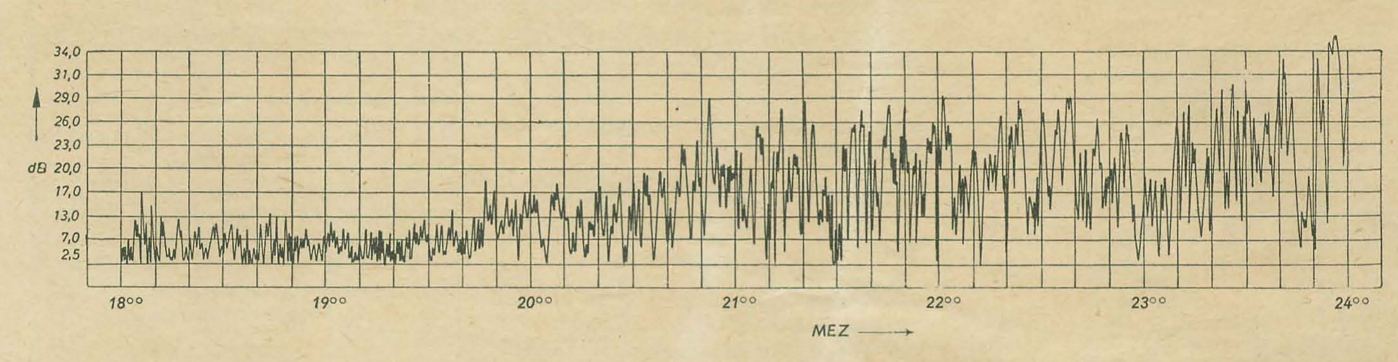
$E_{(100\,MHz)} - E_{(1200\,MHz)}$

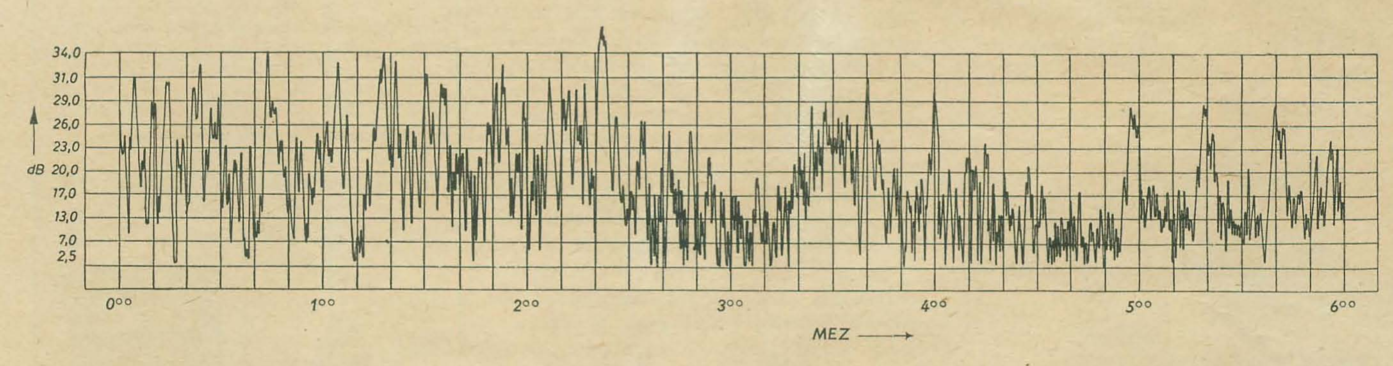
	50%	10%	1%	
=	13,8	19,3	9,3	dB über 1 μV/m

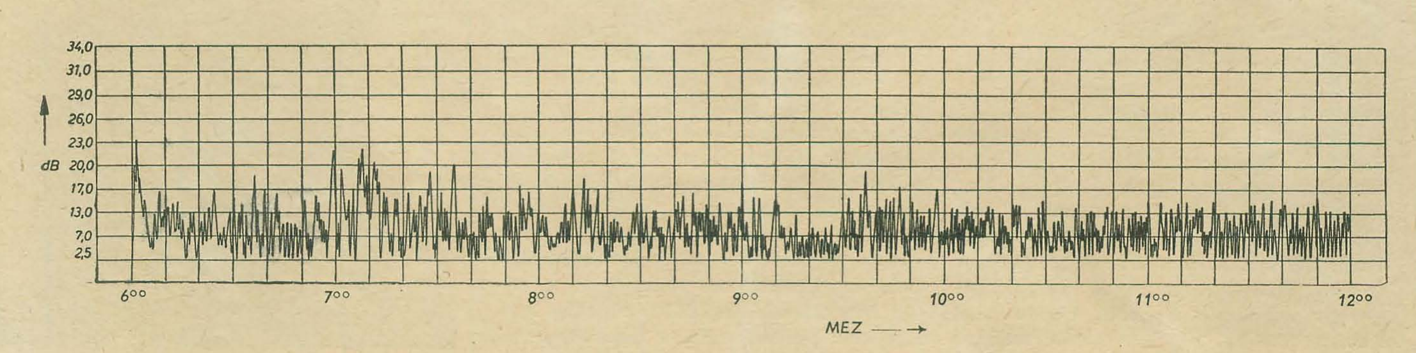
Man muß bei der Beurteilung dieser Frequenzabhängigkeit allerdings berücksichtigen, daß die angegebenen Werte nur für den Zeitraum der drei Monate gelten. Im Sommer oder Herbst sind offenbar die Unterschiede zwischen den beiden Frequenzen etwas geringer,

Bild 5: Registrierung mit charakteristischem Feldstärkeanstieg und Schwankungen Meßstrecke Poznań—Kolberg d = 213 km 1200 MHz









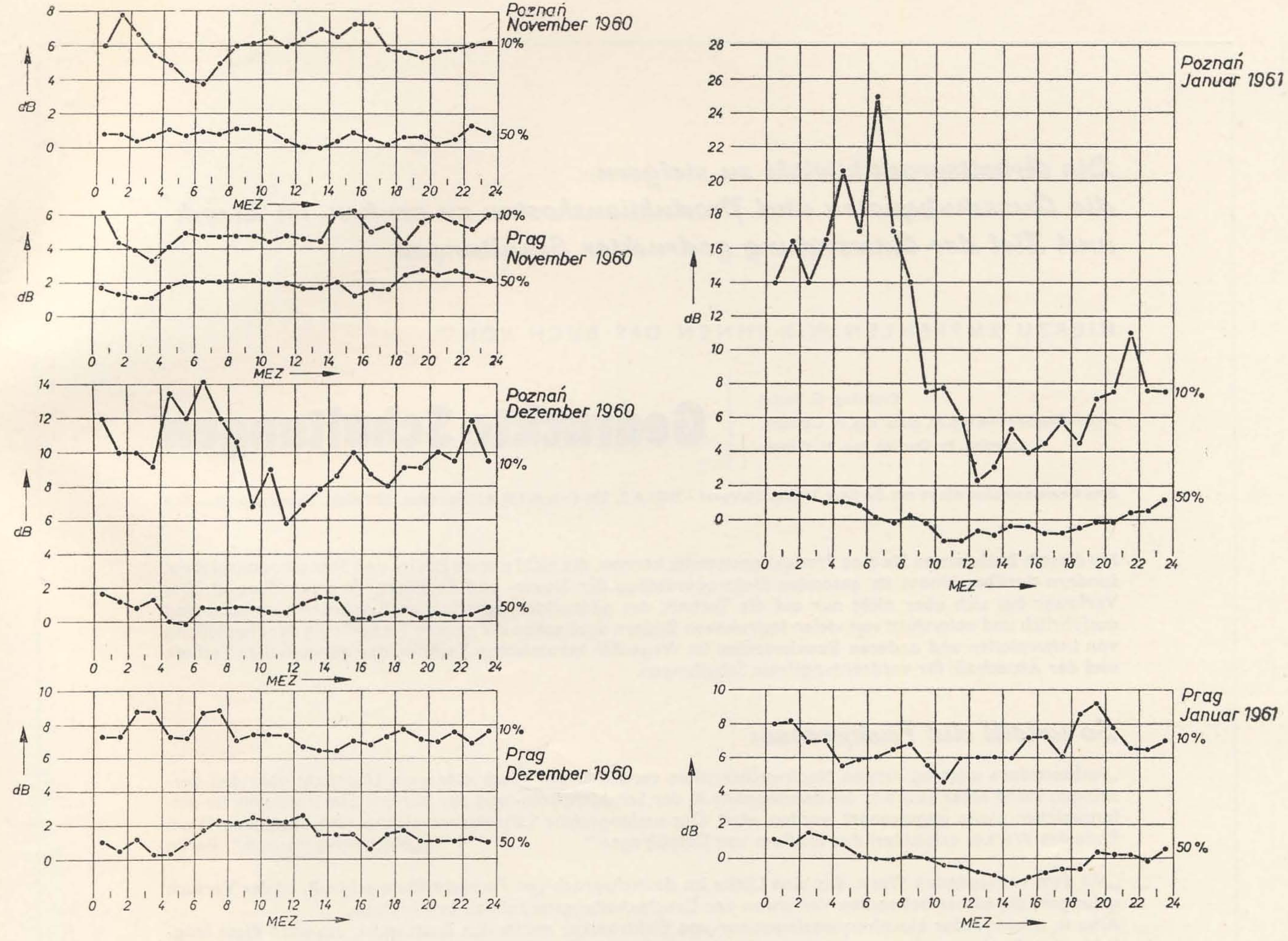


Bild 6: Häufigkeitsverteilung der Stundenmittelwerte (50% und 10%) in Abhängigkeit von der Tageszeit für die Strecken Poznań—Kolberg und Prag—Kolberg

denn die Feldstärken an den Dezimeterstrecken zeigen einen größeren jahreszeitlichen Gang, als im Bereich der Meterwellen beobachtet wird. Im Bild 6 sind die im Beobachtungszeitraum auf der Strecke festgestellten tageszeitlichen Schwankungen wiedergegeben. Aufgetragen sind die zu 50% bzw. 10% der Zeit auftretenden Stundenmittelwerte für die jeweiligen Tageszeiten.
Sehr deutlich erkennt man hier den charakteristischen Unterschied zwischen den beiden Strecken. Die an der über das Gebirge verlaufenden Strecke Prag—Kolberg gemessenen Feldstärken zeigen nur einen sehr geringen tageszeitlichen Gang. Besonders im Januar ist — hervorgerufen durch starke antizyklonale Tätigkeit — an der Strecke Poznań ein ausgeprägter Tagesgang beobachtet worden. An der Strecke Prag traten in diesem Monat dagegen nur geringe tageszeitliche Änderungen auf. Es ist zu berücksichtigen, daß es sich bei den betreffenden Monaten nicht um mittlere Verhältnisse handelt, sondern teilweise recht erhebliche Abweichungen von dem durchschnittlichen Witterungscharakter auftraten.
Es wird weiterer Messungen bedürfen, bis endgültige Ergebnisse über das Verhalten der Feldstärke an dieser und auch an den anderen hier erwähnten Meßstrecken vorliegen. Daher sind die hier mitgeteilten Werte der Frequenzabhängigkeit auch als vorläufig anzusehen.
Dem Verfasser ist es eine angenehme Pflicht, den Herren Direktor Kolanowski und Dipl.-Ing. Kwaśniewski vom Centralny Zarzad Radiostacji i Telewizji sowie Herrn Dipl.-Ing. Schreiber vom Fernsehsender Poznań für ihre freundliche Unterstützung bei der Einrichtung und dem Betrieb der Meßstrecke zu danken.

Zusammenfassung

Es wird über die Einrichtung einer Versuchsstrecke bei 1200 MHz zwischen Poznań und Kolberg sowie über erste Meßergebnisse berichtet. Die Frequenzabhängigkeit zwischen 100 und 1200 MHz wird für den Zeitraum von drei Monaten zu etwa 14 dB gefunden. Vergleiche der Messungen an dieser Flachlandstrecke mit den Ergebnissen an einer Strecke über ein Gebirge zeigen die wesentlich geringere zeitliche Feldstärkestreuung an der Gebirgsstrecke.

Literatur

[1] P. Beckmann und U. Kühn: Die Einrichtungen einer 1,3-GHz-Strecke zwischen Prag und Kolberg bei Berlin; radio und fernsehen 3 (1960) S. 71

[2] Tropospheric Wave Propagation Curves; CCIR Recommendation 312 Los Angeles; 1959

Fachbücher

F. Vilbig

Lehrbuch der Hochfrequenztechnik

Band I, 5. Auflage

Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig K.-G., Leipzig, 1960

949 Seiten, 1176 Bilder, 48,— DM

Der nun schon zum unentbehrlichen Standardwerk gewordene vorliegende „Vilbig" ist gegenüber der 1953 erschienenen Fassung nur durch einen Nachtrag verändert worden.
Dieser Nachtrag enthält eine Ergänzung des ersten Kapitels, die die Korrelationsanalyse behandelt.
Die Ergänzung des zweiten Kapitels enthält einige Aussagen zur Fourier- und Laplace-Transformation, während das vierte Kapitel durch Themen über Echoversuche an Himmelskörper und Angaben von Streustrahlungen an verschiedenen Schichten der Lufthülle ergänzt wird.
Zum fünften Kapitel ist noch die Behandlung des Strahlungswiderstandes einer Rahmenantenne hinzugekommen.
Auch das sechste Kapitel erhält einen kleinen Nachtrag.

Orlik